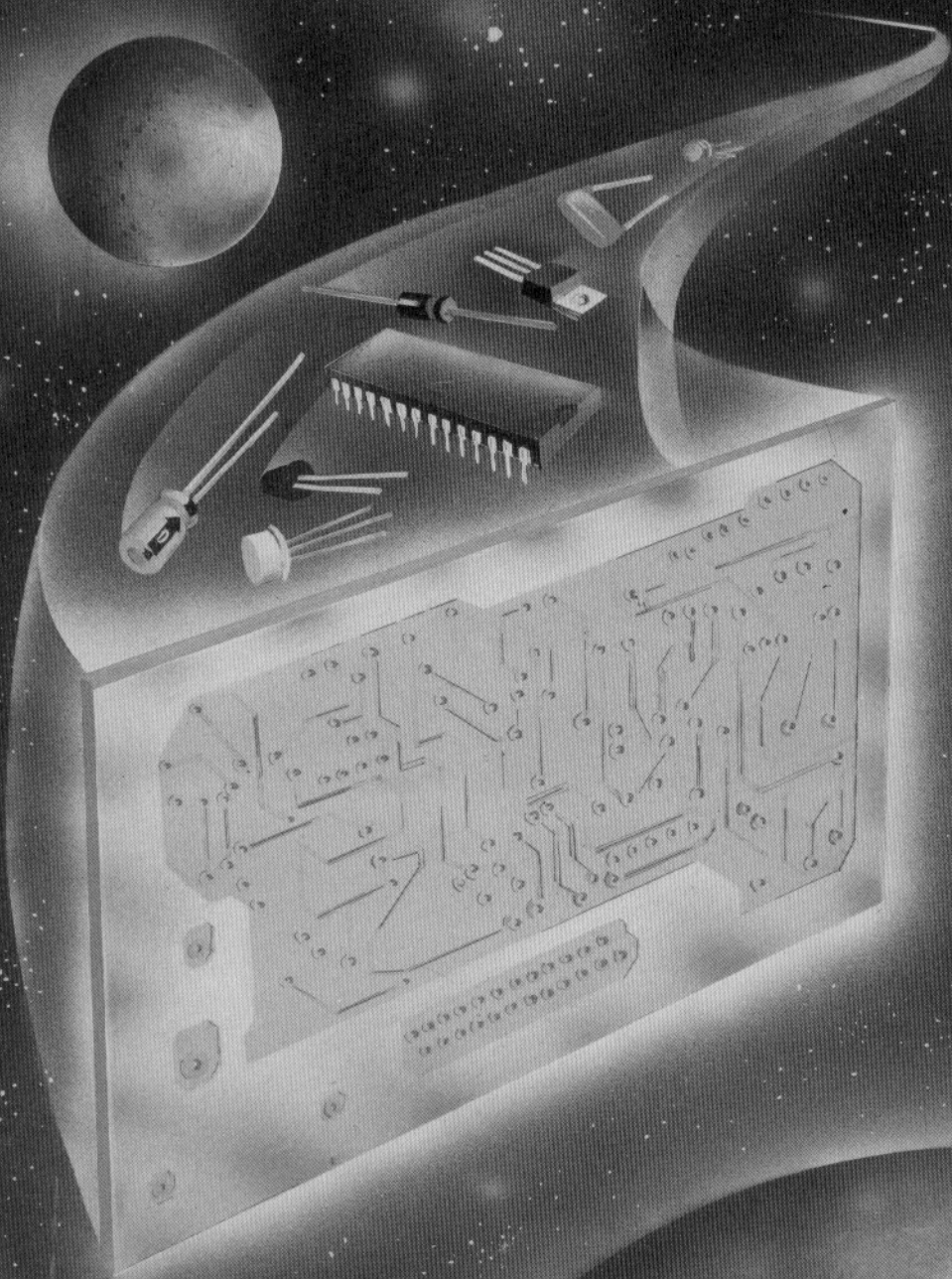
L. 1500

SUPPLEMENTO A CQ ELETTRONICA N. 10

sped. in abb. post. g. III

• ricevere le telefoto dei satelliti • sincrodina "n.4" •
• micro preamplificato • capacimetro analogico •

SUPPLEMENTO cq ELETTRONICA

ottobre 1980

sommario

2 **Ricevere le telefoto dai satelliti** (Porrini)

6 **ECONOMICA Ground Plane per i 2 metri** (Tripodi)

10 **un semplice ma pratico cronometro digitale con memoria** (Ficara)

14 **sincrodina "numero 4"** (Miglio)

22 **CAPACIMETRO ANALOGICO** (Caracausi)

40 **Micro preamplificato per ALAN K 350 BC** (Michienzi)

44 **L'adattamento di impedenza e il ROS** (Cherubini)

52 **mini-termometro digitale** (Venè)

60 **multimetro digitale** (Giaconia)

76 **Addenda al "Quasi tutto sul 741"** (Erra)

EDITORE s.n.c. edizioni CD
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Totti
REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ
40121 Bologna - via C. Boldrini, 22 - ☎ 55 27 06 - 55 12 02
Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1968

STAMPA: Tipo-Lito Lame - Bologna - via Zanardi, 506/B
Spedizione in abbonamento postale - gruppo III
Pubblicità inferiore al 70%
DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA
SODIP - 20125 Milano - via Zuretti, 25 - ☎ 6967
00197 Roma - via Serpieri, 11/5 - ☎ 87 49 37
DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO
Messaggerie Internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano
Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli
Manoscritti, disegni, fotografie,
anche se non pubblicati, non si restituiscono

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 17.000 (nuovi)
L. 16.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 1.500 cadauno
Raccoglitori per annate L. 6.500 (abbonati L. 6.000).
TUTTI I PREZZI INDICATI comprendono tutte le voci di spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto all'Editore.
SI PUÒ PAGARE inviando assegni personali e circolari, vaglia postali, o a mezzo conto corrente postale 343400, o versare gli importi direttamente presso la nostra Sede. Per piccoli importi si possono inviare anche francobolli da L. 100.
A TUTTI gli abbonati, nuovi e rinnovi, sconto di L. 500 su tutti i volumi delle edizioni CD.
ABBONAMENTI ESTERO L. 20.000
Mandat de Poste International
Postanweisung für das Ausland
payable à / *zahlbar an*
edizioni CD
40121 Bologna
via Boldrini, 22
Italia

Ricevere le

telefoto dai satelliti

Maurizio e Sergio Porrini

Il convertitore che descriviamo ha ottenuto, per la sua semplicità, un secondo premio a un Concorso Philips.
Potrà essere costruito anche da chi non possiede attrezzature meccaniche, essendo di semplicissima concezione.
Non è però adatto a scansioni orizzontali superiori a 2 Hz.
E' stato usato per convertire le telefoto inviate dai NOAA e METEOR.

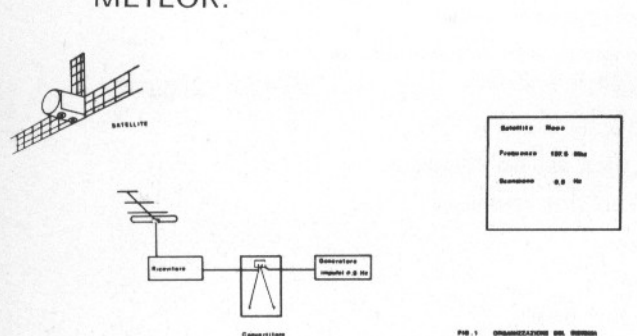



figura 1

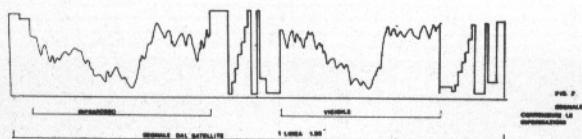
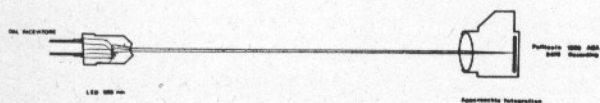
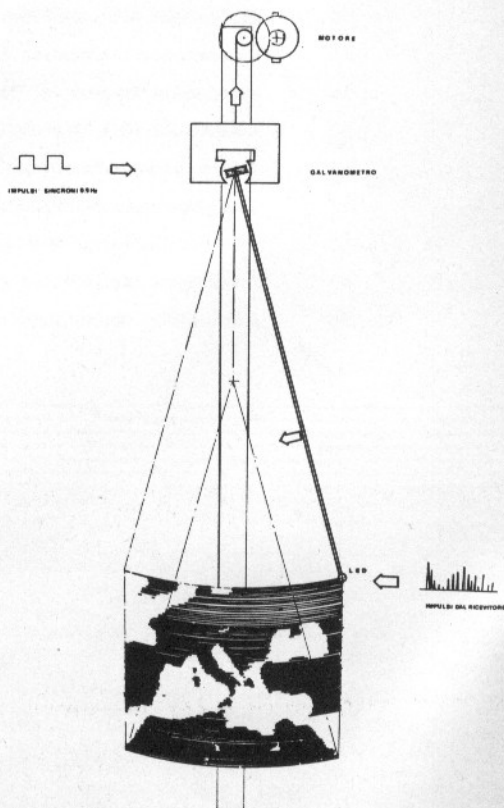



figura 2

E' costituito essenzialmente da un pendolo mantenuto in oscillazione sincrona da un galvanometro (scansione orizzontale). La scansione verticale è ottenuta facendo scorrere il dispositivo mediante un motorino.
Un led sospeso all'estremità inferiore del braccio oscillante si illumina proporzionalmente al segnale inviato dal satellite.
Una macchina fotografica con l'otturatore sempre aperto registra il puntino luminoso del led, ricomponendo l'immagine sul negativo.
In figura 1 potete vedere lo schema a blocchi. L'antenna adatta a ricevere 137,5 MHz è simile a quella descritta dal Professor Medri su **cq elettronica.**
Sono stati eliminati tutti gli elementi direttori, mantenendo solo i dipoli e i riflettori, per diminuire la direttività e quindi evitare di seguire il satellite durante il suo percorso. Il segnale è amplificato mediante l'integrato per VFO OM335 della Philips e inviato, mediante il cavo RG8, al convertitore 137,5 → 27 MHz della STE di Milano.
Da questo passa al ricevitore BC603 modificato (**cq** 4/76). Il segnale amplificato viene prelevato dal secondario del trasformatore di BF, raddrizzato da un diodo e inviato al led.
Per concentrare la luce del led e ottenere quindi righe sottili, praticate sulla superficie frontale una piccola concavità, levigata con liquido per lucidare carrozzerie. Controllate durante l'operazione la luce del led, dovrà risultare puntiforme e brillante.
I terminali del led, isolati e saldati, sono infilati in un tubetto di alluminio, che costituisce il braccio oscillante del pendolo (foto 3).

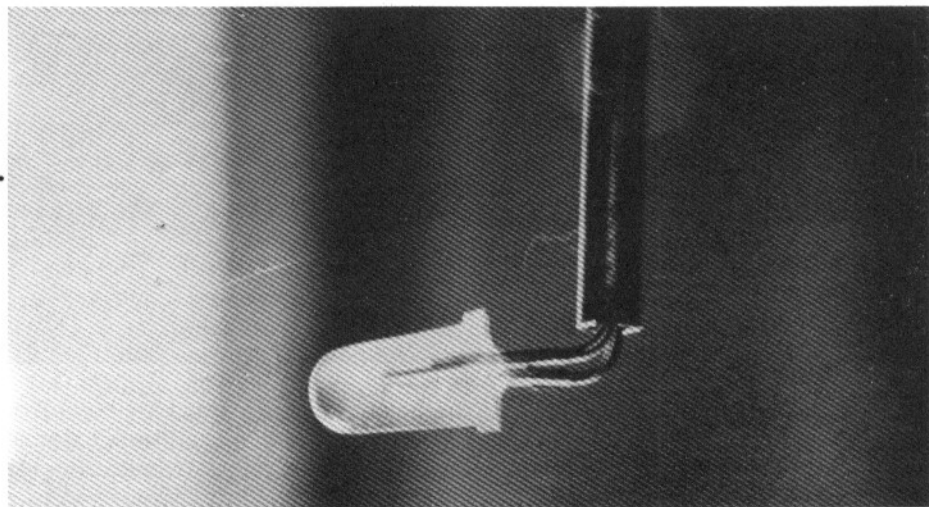



foto 3

La parte superiore del tubetto è incollata con resina epossidica per aeromodelli all'indice di un milliamperometro da 1 mA fondo scala.
I due conduttori passano all'interno del tubetto, fuoriescono dall'estremità superiore e sono lasciati laschi per circa 60 mm per permettere al tubetto di oscillare liberamente; sono saldati a due capicorda fissi. A questi farà capo il cavetto schermato di BF.

Prima di fissare il led occorrerà trovare il giusto periodo di oscillazione del braccio costituito dal tubetto.
Alimentando i morsetti dello strumento con il generatore di impulsi, dovrete ottenere la massima ampiezza di oscillazione (circa 25 cm) accorciando il tubetto. A questo punto il pendolo sarà quasi in sincronismo con gli impulsi del generatore.
In serie allo strumento dovrete porre una resistenza per ridurre l'assorbimento a circa 20 mA.
Troverete lo schema del generatore di impulsi su **cq** 7/80, dovrete solo aggiungere due divisori, a partire dal punto segnato 100 Hz.
Il milliamperometro sarà fissato a un supportino scorrevole in una guida a C in alluminio anodizzato (foto 4).

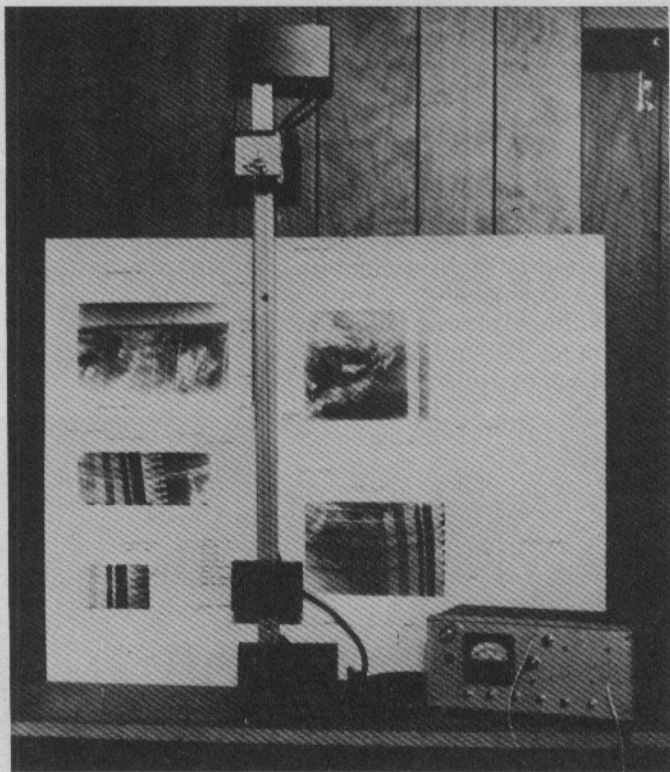



foto 4

Sarà sospeso con una funicella in acciaio, che troverete tra i ricambi per le sintonie dei ricevitori. La funicella passerà sopra un rullino di gomma alla sommità della guida (foto 5) e porterà all'altra estremità un contrappeso.
Il rullino avrà $d = 250/n\,t\,\pi$, dove n sono i giri di uscita del riduttore e t è la durata di una scansione verticale. E' incollato con resina epossidica all'alberino di uscita del riduttore Crouzet ruotante a un giro al primo (1 g/1'). Il diametro sarà tale da far percorrere allo strumento 25 cm in 3,5 minuti primi per una scansione di 2 Hz del satellite Meteor.
Il pendolo oscilla a 1 Hz, perché deve essere cancellata la traccia di ritorno, spegnendo il led col relay di cancellazione. Per la scansione di 1,6 Hz dei satelliti NOAA, l'oscillazione sarà di 0,8 Hz, e verrà cancellata una delle due foto trasmesse, una per il visibile e una per l'infrarosso. In questo caso, la scansione verticale avverrà in 5' su una altezza di 25 cm.

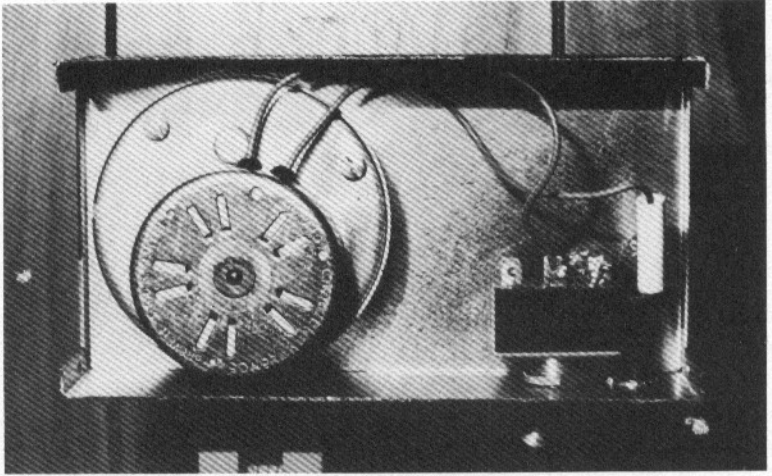



foto 5

Controllate ora il perfetto sincronismo tra il pendolo e il generatore, alzate il volume del ricevitore fino ad accendere il led, collegate lo strumento al generatore, l'oscillazione massima sarà raggiunta in pochi secondi. L'accensione e lo spegnimento del led dovranno avvenire all'estremità della corsa; se si spegne dopo aver superato il punto di massima decelerazione, dovrete accorciare il braccio, inserendo il led nel tubetto, nel caso contrario aggiungete un peso piccolissimo che farete scorrere sul tubetto, ricercando il miglior sincronismo.
Lo schema elettrico è stato pubblicato su **cq** 7/80, dovrete solo aggiungere due decadi 7490 per ottenere 1 Hz, a partire dal punto segnato 100 Hz. Al posto dello stepper motor sono inseriti due piccoli relais da 200 Ω. Uno per l'azionamento del galvanometro, l'altro per interrompere la corrente del led, e cancellare la traccia di ritorno.
I filamenti del BC603 devono essere alimentati con 12 V stabilizzati, pena la formazione di barre sulla foto.
La riproduzione dell'immagine è eseguita direttamente durante il passaggio del satellite, saltando la registrazione magnetica per semplificare il procedimento. La qualità della foto ricevuta sarà proporzionale al rapporto segnale/rumore; sarà determinante la qualità dell'antenna, del preamplificatore e la lunghezza del cavo coassiale.
E' stata usata una macchina fotografica 24 x 36, con diaframma aperto a 2,7. La pellicola era la Kodak 2475 Recording, sensibile al rosso.
Negative di altri tipi non hanno sensibilità sufficiente, e lo spettro di sensibilità al colore non adatto ai led che si trovano in commercio.
Terminata la scansione, con l'obiettivo aperto in posa, aprite in camera oscura il serbatoio porta pellicola e tagliate il fotogramma impressionato. Introducetelo nel contenitore in plastica, che in precedenza conteneva la pellicola e sviluppate per 8 o 9 minuti, per ottenere una sensibilità di 800 o 1000 ASA, fissate per 5 minuti.

ECONOMICA Ground Plane
per i 2 m

I2TRP, Piero Tripodi

Una delle antenne maggiormente conosciute e usate in campo radiantistico è la **Ground-Plane.**
Come si sa, questa è un'antenna a polarizzazione verticale avente un basso angolo di radiazione e quindi ottima per i DX.
E' costituita da un radiatore verticale che si erge su un piano di terra artificiale.
L'altezza dell'antenna da terra non ha assolutamente alcuna importanza: ciò che conta è che non vi siano oggetti metallici o riflettenti vicino al radiatore verticale.
Chi non volesse spendere per l'acquisto di una tale antenna una cifra che va dalle 30 alle 60.000 lire potrà realizzare questa da me presentata che, a differenza di tante altre antenne simili pubblicate, non richiede alcuna lavorazione meccanica particolare. Nella realizzazione di tale antenna mi ero infatti prefisso di ottenere un bassissimo costo di tutto l'insieme, e una gran semplicità meccanica oltre che naturalmente una grande robustezza.

descrizione

Nelle figure 1 e 2 è visibile l'antenna nel suo insieme, nella figura 3 è riportato invece il disegno costruttivo della stessa; sempre con riferimento al disegno costruttivo riporto qui sotto la descrizione dei vari pezzi:

1 - Connettore da pannello doppia femmina serie UHF. Lo si potrà reperire presso i migliori rivenditori di materiale OM, il suo numero di catalogo GBC è: GQ - 3120-00.
2 - Disco di ottone del diametro di circa 8 cm e 2 mm di spessore.
3 - 4 radiali in tondino di ottone del diametro di 4 mm, piegati come è visibile nel disegno e saldati sul disco di ottone descritto al punto precedente.
4 - Elemento radiante dell'antenna in tondino di ottone del diametro di 4 mm.
5 - Connettore PL259.
6 - Dischetto di vetronite del diametro di circa 2 cm recante al centro un foro del diametro di 4 mm. Si realizzerà utilizzando della vetronite per circuito stampato asportando con l'apposito acido lo strato di rame escluso un piccolo anello al centro intorno al foro; questo anellino in rame lo si utilizzerà per saldare il dischetto all'elemento radiante. La funzione di questo pezzo è quella di impedire che l'acqua piovana scor-

figura 1

rendo lungo il radiatore si infiltri all'interno del PL259 compromettendo il collegamento elettrico.

7 - Squadretta metallica ripiegata a L; serve per supportare l'antenna al palo.

8 - Manicotto di plastica o di alluminio; serve per proteggere dagli agenti atmosferici la giunzione cavo di alimentazione e antenna. Lo si potrà realizzare utilizzando un piccolo bicchiere di plastica o un fondo di bottiglia di alluminio (tipo quelle usate per le bombolette spray) avente però il fondo piano. Chi lo desiderasse può eliminare tale pezzo e proteggere la giunzione cavo-antenna con del nastro isolante.

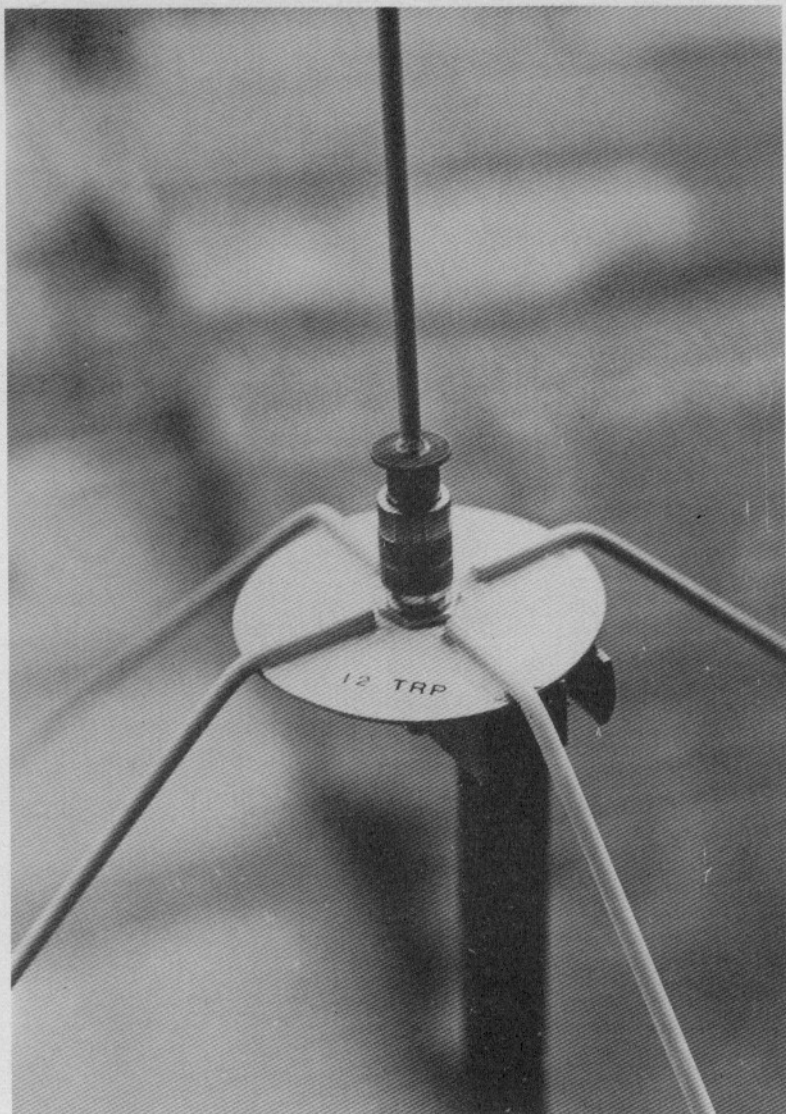



figura 2

realizzazione

Con l'ausilio del disegno costruttivo riportato nella figura 3 e con la descrizione dei vari pezzi sopra riportata la realizzazione dell'antenna si presenta notevolmente semplice.
L'unica operazione complessa potrebbe essere la saldatura degli elementi radiali sul disco di ottone; disponendo infatti di un normale saldatore con circa 40 W di potenza sarà pressoché impossibile riuscire a scaldare sufficientemente le parti da saldare portando lo stagno alla temperatura di fusione; non disponendo di un saldatore di 200 ÷ 300 W si potrà egual-

mente aggirare l'ostacolo ponendo il disco di ottone sulla piastra calda di un ferro da stiro e quando questo si sarà arroventato sufficientemente si provvederà a eseguire la saldatura servendosi del solito saldatore di cui si è in possesso.

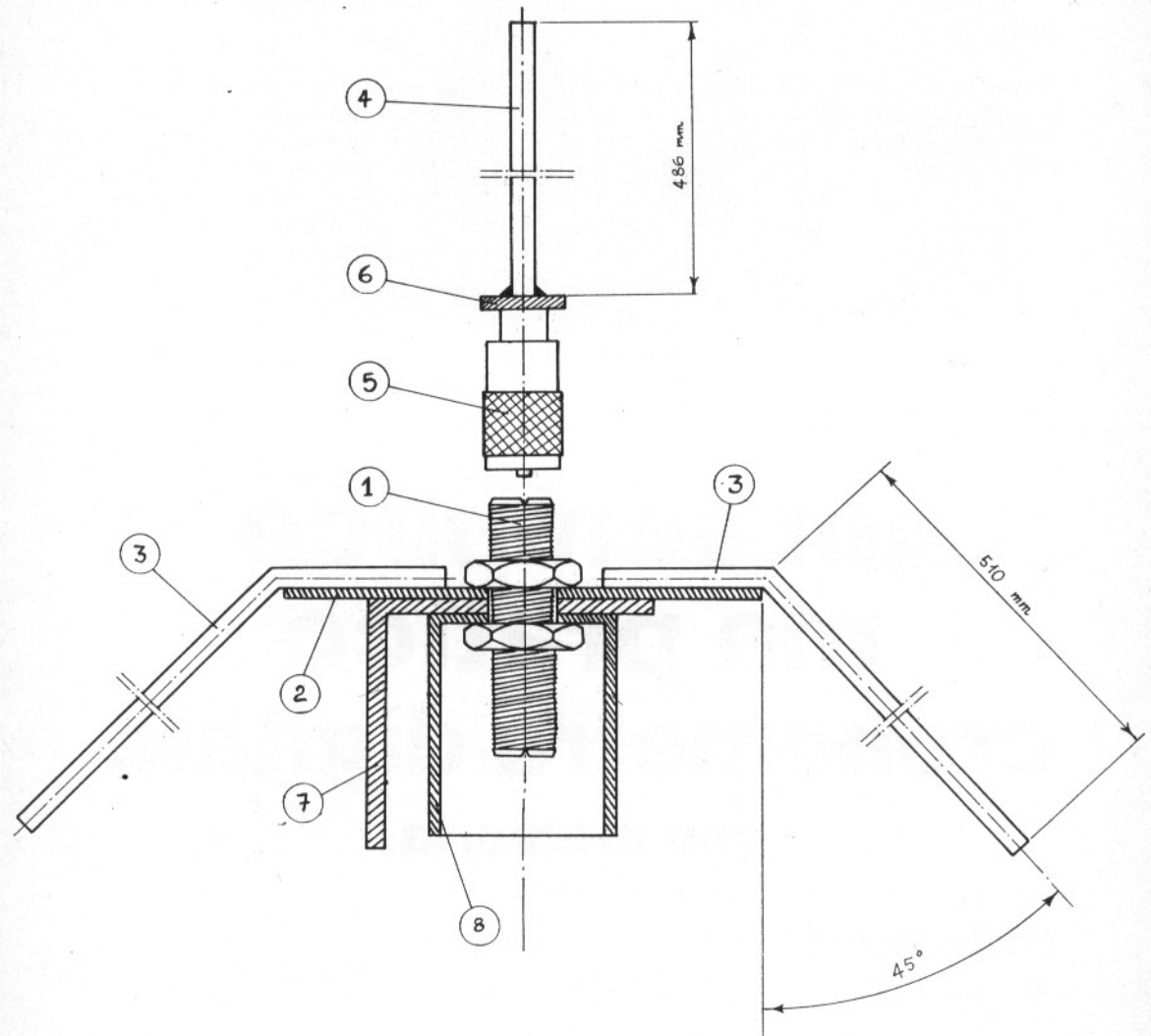



figura 3

Si osservi inoltre che per collegare l'elemento radiante — pezzo 4 — con il PL259 — pezzo 5 — sarà necessario (servendosi di una lima) ridurre il diametro del tondino di ottone a una estremità fintanto che il primo pezzo non entrerà nel secondo.
Sempre a proposito dell'elemento radiante si osservi che occorrerà costruirlo un paio di centimetri più lungo rispetto alla misura teorica riportata nella figura 3, si provvederà poi in fase di taratura a ridurne opportunamente la lunghezza.

Terminata la realizzazione dell'antenna, prima di avvitare tra di loro i vari pezzi, si potranno verniciare tutte le parti di ottone, cosicché si otterrà con poche migliaia di lire un'antenna che anche dal lato estetico non ha niente da invidiare a tante altre di gran lunga più costose.

taratura

Avendo realizzato l'elemento radiante di qualche centimetro più lungo del normale, misurando le onde stazionarie ai due estremi della gamma (144 ÷ 146 MHz), noteremo che queste sono più alte sulla frequenza alta. L'operazione di taratura consiste nell'accorciare di pochi millimetri alla volta l'elemento radiante fintantoché non si otterrà lo stesso valore di onde stazionarie agli estremi della gamma e minimo a centro gamma.
Nel prototipo da me realizzato ho ottenuto i seguenti valori di ROS:

144 MHz: 1,35;
145 MHz: 1,15;
146 MHz: 1,30. *

un semplice ma pratico cronometro digitale

con memoria

Emilio Ficara

Vi sono in commercio degli integrati capaci di costituire con la sola aggiunta del display e dei pulsanti un completo cronometro digitale; non tutti riescono a trovarli e quindi per questi Lettori ho pensato di progettarne uno « alternativo » con pezzi che sono riuscito a trovare sulla piazza di Milano.

Le caratteristiche di questo cronometro sono:

1) oscillatore quarzato a 32.768 Hz con un quarzo da orologio da polso;
2) display a quattro cifre che possono visualizzare un massimo di 9 minuti 59 secondi e 9 decimi con possibilità di arrivare a 40 minuti con l'aggiunta di un altro integrato e sfruttando i punti decimali presenti nel display;
3) comandi di reset, start, stop, scrittura memoria (MW), lettura memoria (MR), display on e comando di acceso-spento;
4) alimentazione a 9 V.

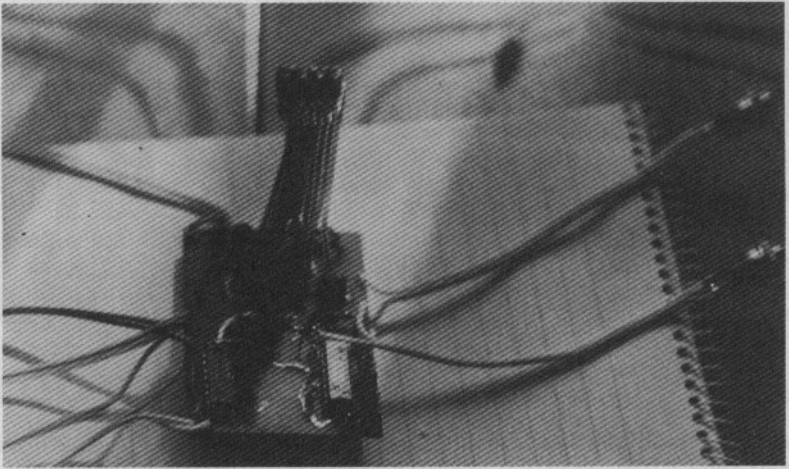



figura 1

Foto del prototipo senza il quarzo.

COME FUNZIONA

L'oscillatore costituito da una porta del 4011 collegata al quarzo fornisce un'uscita a 32.768 Hz variabile tramite il compensatore; questa frequenza viene poi inviata a un'altra porta; l'altro ingresso di questa porta di tipo NAND è collegato a una memoria che mantiene il valore 1 dopo aver premuto il comando di start (e permette quindi il passaggio della frequenza) e il valore 0 quando si preme lo stop (e quindi blocca i 32.768 Hz).

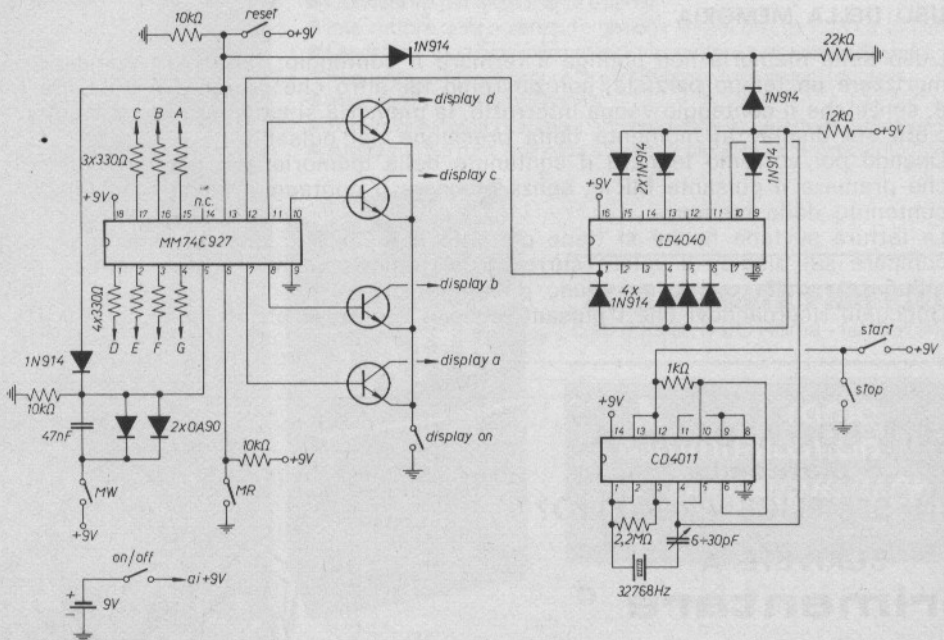



figura 2

Schema elettrico del cronometro nella versione che conta fino a 9 min, 59 sec, 9 decimi.

Il segnale proveniente dalla precedente sezione arriva poi a un 4040 (divisore con 12 uscite) collegato in modo da offrire una divisione per 3277 e da qui esce ridotto a 10 Hz. La frequenza di 10 Hz arriva quindi all'integrato MM74C927 della National il quale è un contatore a quattro cifre con uscite multiplexate per il display; la seconda cifra da sinistra è già organizzata internamente per resettarsi al numero 6. Questo integrato è già provvisto di memoria.

COSTRUZIONE

La costruzione può essere effettuata su una piastrina forata a passo degli integrati e non presenta particolari difficoltà. Unica attenzione dovrà essere quella di curare bene le saldature. Il circuito, se ben costruito, deve funzionare immediatamente. L'unica taratura da eseguire è quella dell'oscillatore quarzato che deve funzionare a 32.770 Hz.

USO

Una volta montato l'apparecchio si può procedere alla sua utilizzazione come segue:

1) accendere l'apparecchio tramite l'interruttore on/off;
2) premere lo stop;
3) premere il reset.

A questo punto l'apparecchio è pronto per funzionare e basterà premere lo start per farlo partire e lo stop per farlo bloccare e ovviamente il reset per riportarlo a zero (attenzione: il reset agisce anche sulla memoria).
Nei momenti in cui non serve leggere il display è buona norma mettere l'interruttore « display on » in posizione off in modo da spegnere il display mentre l'apparecchio continua a contare economizzando così sul consumo delle pile.

USO DELLA MEMORIA

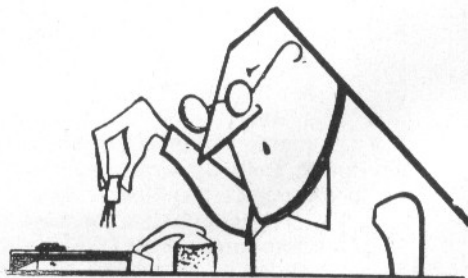
L'uso della memoria non obbliga a fermare il conteggio; infatti, se vogliamo memorizzare un tempo parziale, non dovremo far altro che premere il pulsante MW e, senza che il conteggio venga interrotto, la memoria si caricherà con il valore che c'era sul display al momento della pressione del pulsante.
Quando poi vorremo leggere il contenuto della memoria non dovremo fare altro che premere il pulsante MR e, senza bloccare il conteggio, leggere sul display il contenuto della memoria.
La lettura avviene finché si tiene premuto il tasto MR; quando lo si rilascia, ricompare sul display il valore corretto del tempo che non è stato minimamente influenzato dalle operazioni d'uso della memoria.
Concludo ricordandovi che i pulsanti devono essere di ottima qualità!

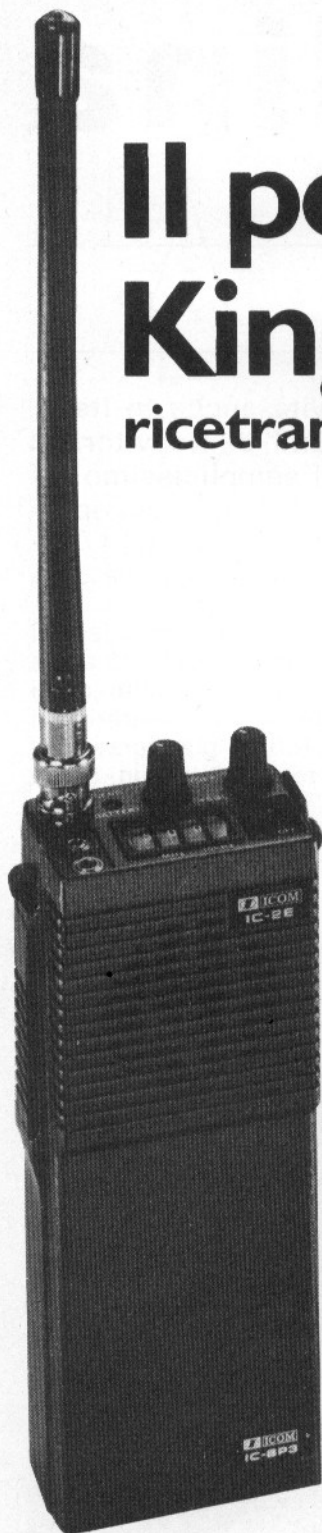
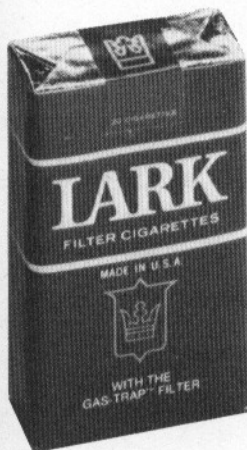
VOLETE COLLABORARE A
cq elettronica
CON UN SEMPLICE PROGETTO?

SCRIVETE A

sperimentare ©

circuiti da provare, modificare, perfezionare, presentati dai **Lettori**
e coordinati da

I8YZC, Antonio Ugliano
corso De Gasperi 70
CASTELLAMMARE DI STABIA

Il portatile King-Size

ricetrans ICOM IC 2E

- Connettore BNC per antenna flessibile in gomma o altre antenne esterne
- Controllo dello squelch
- Controllo del volume
- Interruttore del ± 5 KHz/0
- Selettore di frequenza a passi di 5 KHz da 144 a 148 con una copertura di 800 canali in FM
- Connettore per microfono esterno
- Connettore per altoparlante esterno
- Interruttore della potenza d'emissione "High-Low" da 1,5 W a 150 mW
- Deviatore "Dup/Sim" permette di trasmettere e ricevere sulla stessa frequenza (simplex) oppure ± 600 KHz per trasmissioni (duplex)
- Impedenza d'antenna 50 ohms
- Fornito di batterie ricaricabili, antenna flessibile, caricatore di batterie
- Altezza 116,5 mm, larghezza 65 mm, profondità 35 mm, peso 450 gr

ALTA FEDELTA' FEDERICI
c.so d'Italia, 34/C Roma - tel. 857942

ICOM: Exclusive Agent Marcucci - Milano - via F.lli Bronzetti, 37 ang. c.so XXII Marzo - tel. 7386051

sincrodina
"numero 4"

I4MGA, Gianni Miglio

Certamente la sincrodina non è più una novità anche in Italia, e su molte riviste sono apparsi buoni schemi di ricevitori di tal tipo; a titolo di esempio basti ricordare il semplicissimo RX per i 20 m apparso su **cq** 3/'77 a opera di I1MHR, e all'opposto il poderoso RX per gli 80 m di I1BN a partire dal n. 1/'79.
Una buona occhiata ai due articoli può dire molto sulla « evoluzione della specie » nel breve giro di qualche anno.
Sbaglia però chi crede che l'argomento « sincrodina » possa considerarsi così esaurito; se è vero infatti che le versioni « base » di tali RX sono assai semplici, è anche vero che esse presentano difetti a volte molto gravi (vedi il mio articolo sui numeri 3 e 4 di **cq**, 1979), mentre al contrario un ricevitore più complesso e costoso di una supereterodina può forse rappresentare una eccellente prova delle cognizioni tecniche di un bravo OM, ma non sarà mai un progetto competitivo.

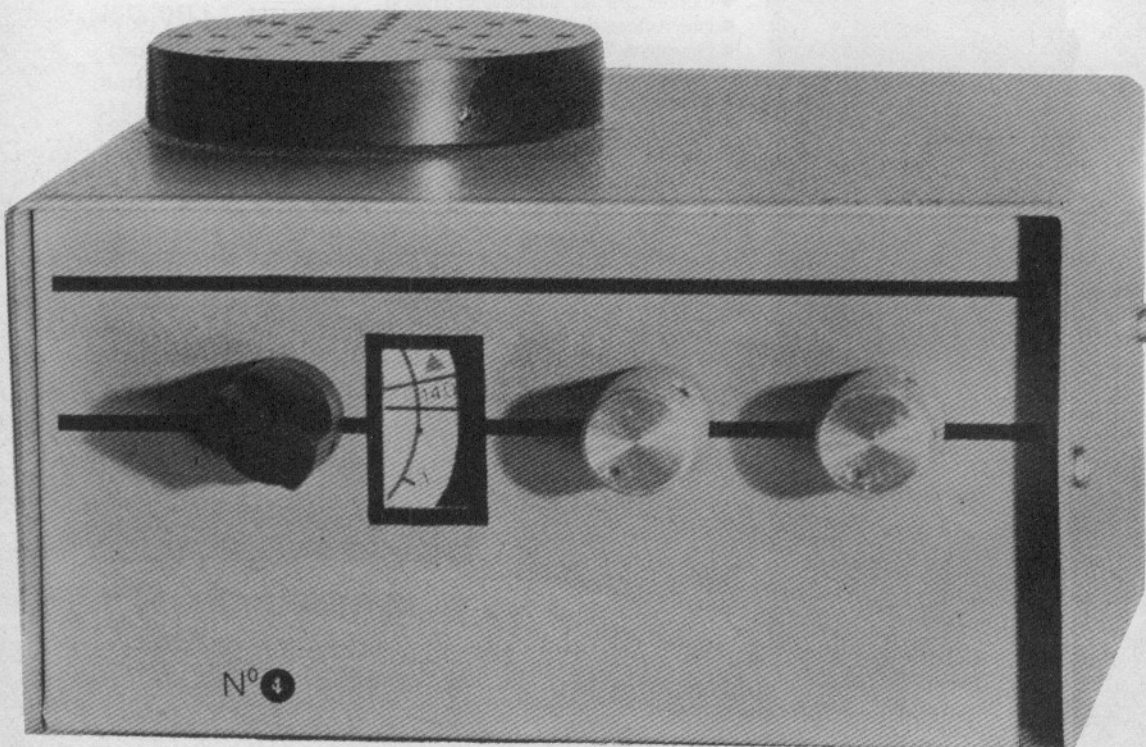
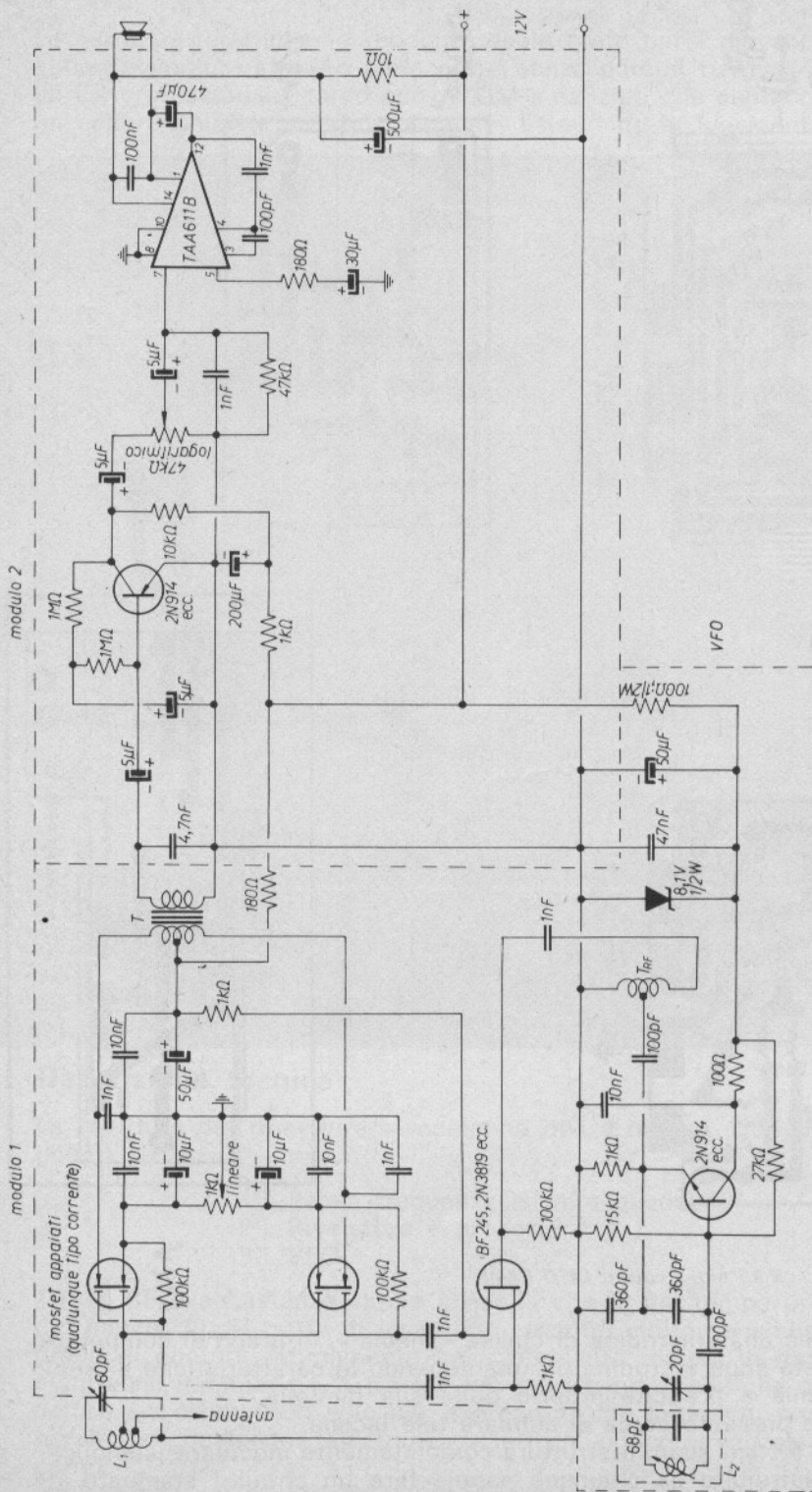
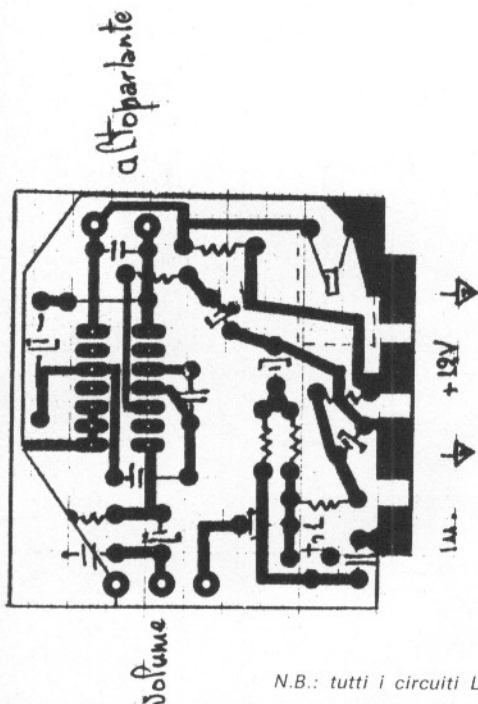
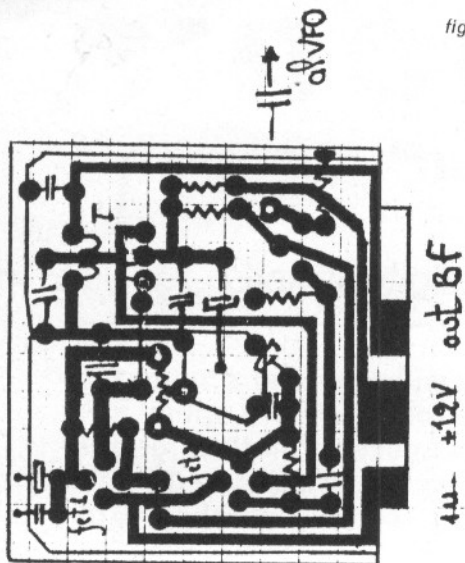
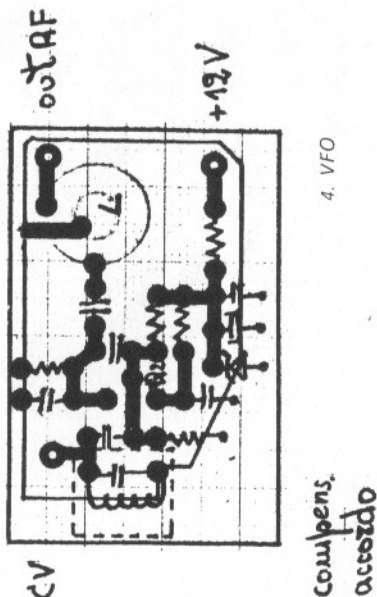



figura 1

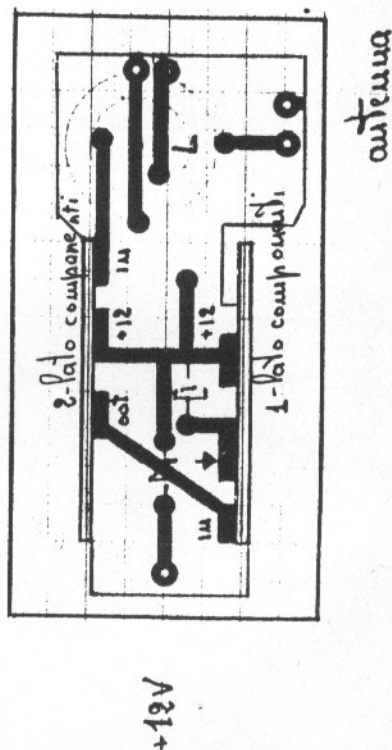
L_1 27 spire di filo Ø 0,7 mm su toroide T 68/2, presa antenna a 3 spire; presa mosfet a circa metà bobina
L_2 17 spire di filo Ø 0,5 mm su supporto cilindrico Ø 5 mm con nucleo
T_{RF} trasformatore a radiofrequenza (facoltativo): circa 50 spire di filo Ø 0,2 mm con presa a circa 1/6 dell'avvolgimento

Tutte le resistenze da 1/4 W.

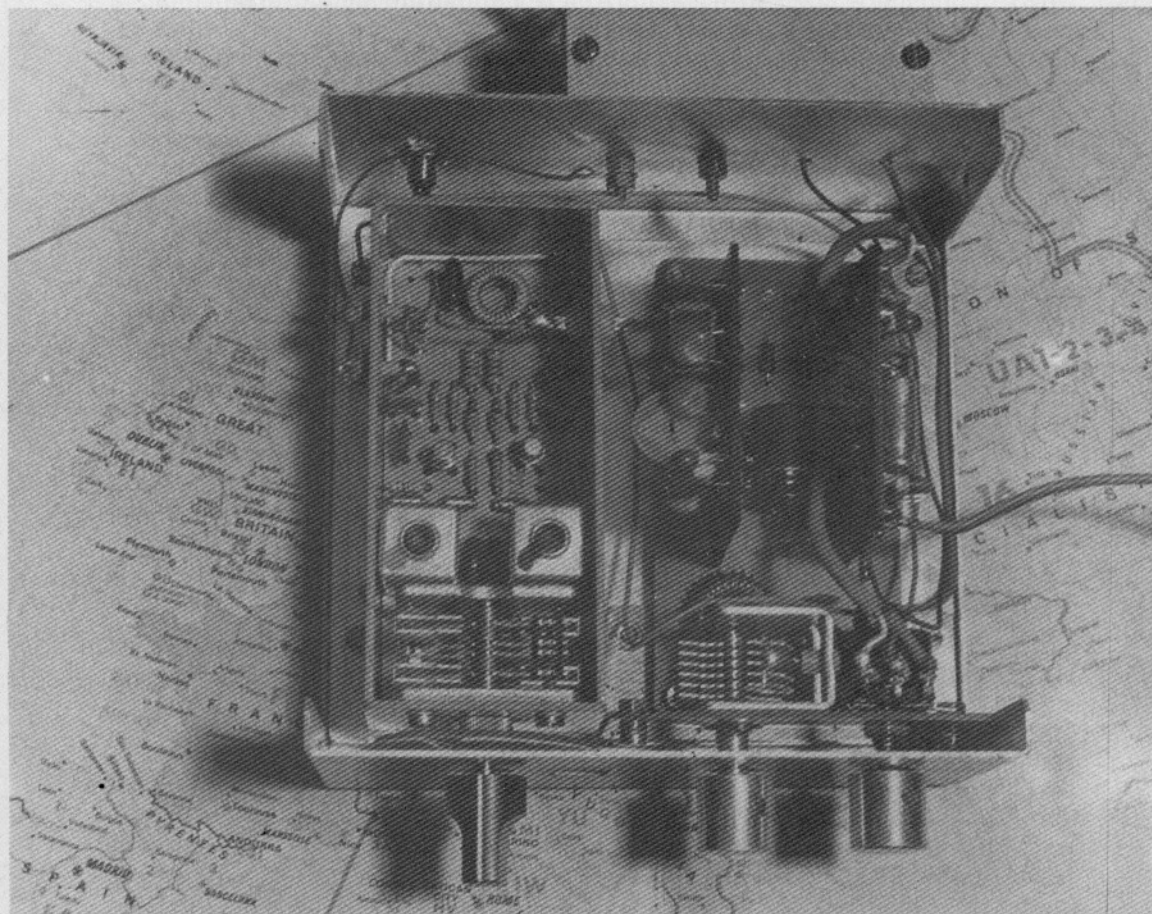
figura 2

1. Amplificatore BF

2. Rivelatore a prodotto

3. Supporto moduli 1 e 2

4. VFO

N.B.: tutti i circuiti LATO RAME.

Manca insomma una sincrodina di classe « media », in grado di competere con una discreta supereterodina pur mantenendo le caratteristiche di semplicità, economia e praticità proprie della sua famiglia.
Il progetto che presento cerca di colmare tale lacuna.
Si tratta di un RX sui 20 m, a struttura completamente modulare, semplice, economico, costruibile da chiunque sappia fare un circuito stampato, di piccolissime dimensioni e assoluta portatilità.

Le sue caratteristiche lo rendono ideale tanto per i giovani SWL che vogliono avventurarsi sulle onde corte senza potersi permettere il lusso di un RX professionale, tanto per gli OM smaliziati che sentono il bisogno di un apparecchietto portatile ovunque, e immune ai black-out...

Descrizione tecnica

La struttura del ricevitore si compone di tre moduli, i quali hanno le seguenti funzioni:

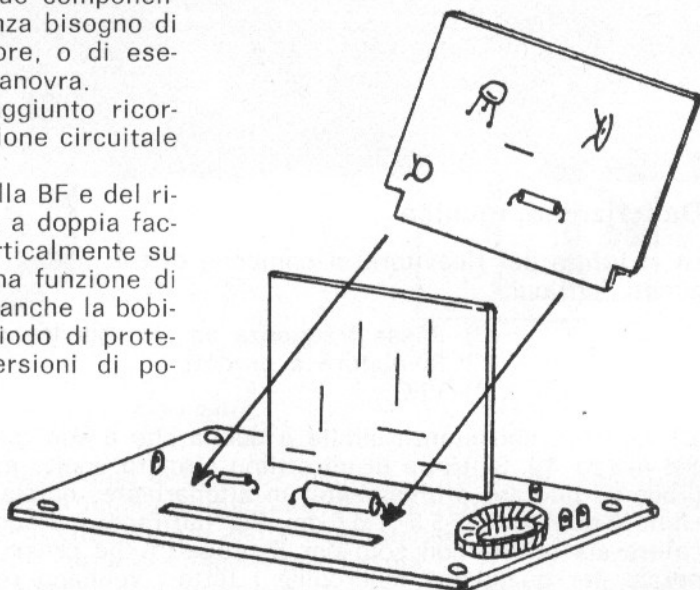
1°) Bassa frequenza ad alto guadagno;
2°) Rivelatore a prodotto;
3°) VFO.

1°) La **BF** è abbastanza simile a quella che a suo tempo presentai su **cq** del marzo '79. Si tratta di un ottimo circuito, molto sensibile, stabile e in grado di pilotare ottimamente un altoparlante; dulcis in fundo, le dimensioni sono minime: 5,5 × 5,5 cm. Per tali ragioni credo che questo amplificatore sia ottimo non solo per il progetto che presento, ma anche in generale per qualunque sincrodina i lettori vogliano realizzare per proprio conto.
2°) Il **rivelatore a prodotto** è stato costruito al fine di minimizzare gli inconvenienti più tipici delle sincrodine, ossia la rivelazione dei forti segnali

AM e la tendenza ad autooscillare. Molti mesi addietro avevo realizzato un ottimo rivelatore a fet che ritenevo ideale per i miei fini.
Avevo ormai impiegato tale circuito nella prima versione del mio RX quando mi ricordai di un progetto di transceiver CW a firma I1UW.
Devo riconoscere che tale rivelatore si è dimostrato migliore del mio: la dinamica è elevatissima, la reiezione dei segnali AM notevole e la stabilità assoluta. Per questo ho approntato una nuova versione di tale modulo rivelatore, con valori dei componenti ottimizzati ai miei scopi, circuito di entrata modificato e, ovviamente, dimensioni minime.
Il tutto funziona talmente bene che non credo si possa ottenere di meglio a eguali costi e complessità circuitali.
3°) **VFO:** si tratta di un classicissimo Colpitts monotransistor, sul genere di quelli che vengono relegati a impieghi modesti, quali BFO in media frequenza o generatori economici a 455 kHz per tarature. La scarsa considerazione di cui in genere gode tale circuito suona tuttavia ingiusta, soprattutto se si pensa che usando componenti ottimi, vetronite a doppia faccia e cablaggio molto rigido e robusto, si possono ottenere stabilità eccellenti, non inferiori a quelle dei più quotati VFO a fet o mosfet.
Secondo taluni gli oscillatori a transistori avrebbero il difetto di generare un segnale « sporco » o comunque con qualche frequenza parassita in VHF; la cosa è probabilmente vera, poiché ho constatato personalmente che nei TX - QRP con VFO a transistori bipolari il TVI è lievemente superiore che in quelli con VFO a fet. Nell'uso con ricevitori tuttavia il problema è trascurabile, e l'oscillatore a transistor funziona benissimo.

Considerazioni di carattere meccanico

Nel progettare questo RX mi ero proposto di raggiungere alcuni scopi, tra cui dimensioni del complesso ricevente minime, nell'ordine degli 8 × 8 cm e possibilità di intervenire per riparazioni su qualunque componente dei moduli RX senza bisogno di estrarli dal contenitore, o di eseguire qualsivoglia manovra.
Lo scopo è stato raggiunto ricorrendo a una disposizione circuitale un po' originale.
Le due « schede » della BF e del rivelatore, in vetronite a doppia faccia, sono inserite verticalmente su un'altra piastra che ha funzione di supporto, e che reca anche la bobina di ingresso, un diodo di protezione contro le inversioni di po-

figura 3

Disposizione dei moduli rivelatore e BF sulla basetta di supporto.
Le sottili fessure nella base si ricavano con seghetto da traforo, limando eventuali sbavature con una lima piatta sul tipo di quelle usate per le unghie.

larità e un elettrolitico da 470 μF, 12 V come by-pass sull'alimentazione non mostrate negli schemi.
Le schede sono incastrate in due fessure a misura ricavate nel supporto, saldate rame contro rame del supporto medesimo, e collegate l'una con l'altra dal lato opposto tramite piste opportunamente tracciate sulla base.
L'astratta descrizione diventerà comprensibilissima osservando le foto, il disegno di figura 3 e il tracciato dei circuiti stampati.
Altro discorso speciale merita il VFO. Esso è inserito in una scatoletta tagliata a misura su vetronite a doppio rame, con facce saldate ai bordi e opportunamente verniciata.
Il fissaggio del modulo oscillatore alla scatola avviene parimenti per saldatura, ottenendosi così un complesso di estrema rigidezza che garantisce stabilità pari e forse migliore a quella ottenibile con minibox commerciali.
Moduli vari e VFO sono infine avvitati su una piastrina di alluminio da 2 mm opportunamente forata.
L'esploso di figura 4 mostra l'intero assemblaggio.

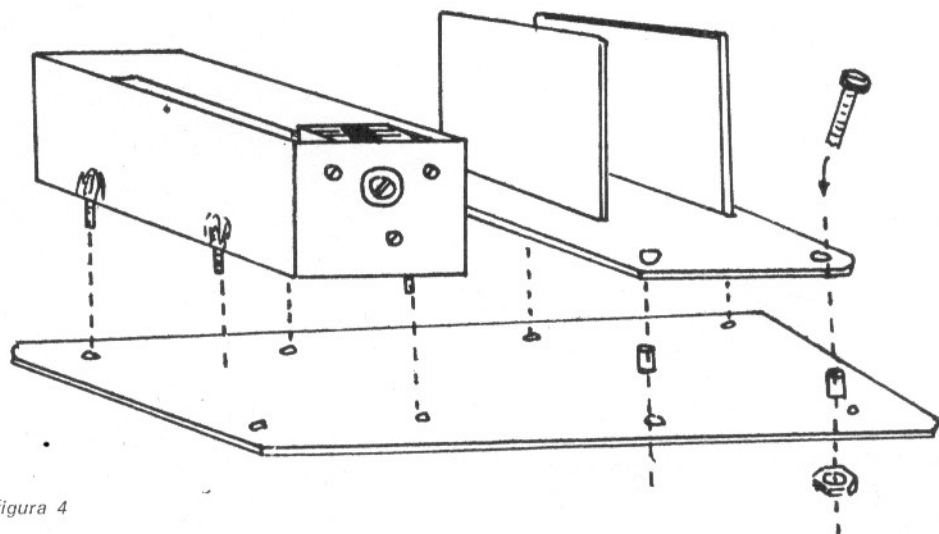



figura 4

« Esploso » dell'intero montaggio.

Consigli realizzativi

Poiché voglio assicurare anche ai meno esperti buone possibilità di riuscita, darò qualche consiglio che potrà far sorridere gli autocostruttori più smaliziati.
I tre moduli VFO, BF e rivelatore **devono** essere realizzati in vetronite doppia. Taluni dei componenti che vanno a massa devono avere i reofori saldati da entrambi i lati: si realizza così la continuità elettrica tra « masse » isolate e il piano massa vero e proprio, costituito dalla faccia continua del doppio rame.
Nei disegni dei circuiti stampati le zone ramate di grande superficie non sono segnate in neretto per le difficoltà che si creerebbero nello spandere la china: è ovvio tuttavia che entro i relativi profili si intende esistente il metallo...
Infine il grosso by-pass da 470 μF sul modulo BF è un elettrolitico a montaggio verticale sistemato orizzontalmente, a tutto vantaggio del profilo del modulo stesso.

Reperibilità dei componenti e arrangiamenti vari

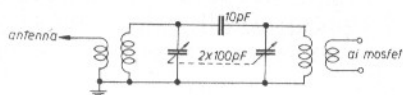
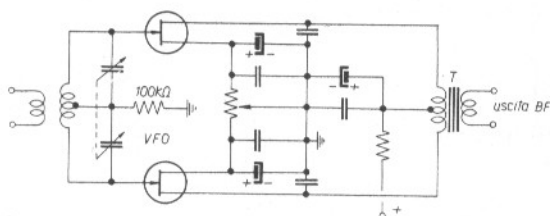
figura 5

Mentre transistori e fet vari si trovano ormai anche dai droghieri, guai seri si possono avere per i supporti toroidali e i condensatori a mica argentata. Relativamente al circuito di entrata, una possibile sostituzione con bobine cilindriche è possibile, come si vede in figura 5.
Le due bobine devono essere ottimamente schermate e piuttosto « quadrate » per aver un alto « Q », nonché essere dotate di nucleo per una corretta messa in passo. Si potranno avvolgere 15 spire di filo ∅ 0,7 mm su un supporto ∅ 1 mm circa, con link di 3 spire lato antenna e 5 spire lato mosfets.
Il toroide del VFO serve come trasformatore di impedenza, e al limite si può eliminare collegando direttamente con un condensatore da 33 pF l'emittore di Q_2 al fet_1.

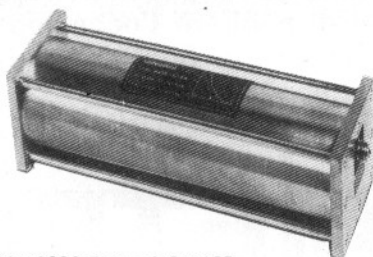
figura 6

Quanto ai condensatori del VFO, essi devono essere **tutti** di eccellente qualità. Non trovando le miche, il C di accordo dovrà essere ceramico NP0, mentre gli altri condensatori (quelli di reazione da 360 pF e quelli di accoppiamento) saranno NP0 o in polistirolo. Questi ultimi componenti, infatti, pur essendo poco apprezzati, sono spesso di buone caratteristiche, tanto che a volte rivaleggiano in stabilità con gli NP0 stessi.
Il trasformatore T di accoppiamento dovrebbe presentare un primario a impedenza di circa (10.000 + 10.000) Ω, e secondario sui 2.000 Ω. Trasformatori di tal genere potrebbero ancora trovarsi come pezzi di ricambio dai grandi rivenditori di articoli radio. In caso estremo bisognerà estrarne il componente da una vecchia radiolina giapponese fuori uso, ricordandosi bene di non confondere il nostro trasformatore (che è quello pilota) con un trasformatore di uscita.
Quest'ultimo si riconosce perché è collegato all'altoparlante, e ha secondario a resistenza molto bassa: sugli 1 : 2 contro i 10 Ω e più del secondario del pilota.

Taratura

E' semplicissima, e richiede un cacciavite e un ricevitore che riceva i 14 MHz, oppure un frequenzimetro.
Si colleghi il nostro RX a una sorgente continua a circa 12 V molto ben livellati (possibilmente pile anziché un alimentatore) e si porti il volume al massimo: un certo fruscio avvertirà che la BF funziona bene.
Si chiuda poi il variabile di sintonia, e agendo molto lentamente sul nucleo della bobina del VFO si porti in gamma l'oscillatore servendosi del frequenzimetro o del ricevitore. A questo punto la sincrodina dovrebbe già ricevere i primi segnali CW e SSB misti a interferenze di broadcastings in AM. Regolando il preselettore, i segnali desiderati « verranno fuori » molto forti e chiari. Eventuali residui di AM si eliminano giocando sul trimmer del modulo RX, portandolo sulla posizione di massima reiezione dell'AM e minima interferenza.

SOTTOASSIEMI PER RADIODIFFUSIONE

Caratteristiche principali:

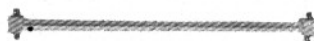
Frequenza di taglio	: > 104 MHz
Attenuaz. fuori banda	: v. grafico foto
Perdita d'inserzione	: 0,05 dB ⩽ IL ⩽ 0,2 dB (ripple 0,15 dB)
Potenza max ingr.	: 1 kW
Impedenza ingr./usci.	: 50 Ω
Coeff. di riuessione	: —19 dB ⩽ RL ⩽ —13,5 dB
Dimensioni	: 300 x 100 x 100 mm
Peso	: 6,700 kg

FILTRO PASSA BASSO FM mod. B 8 LPF

Appositamente concepito per ridurre drasticamente l'emissione di armoniche (seconda, terza, ...) presenti in uscita nei trasmettitori FM o nei relativi amplificatori di potenza evitando così di disturbare altri servizi radio (telediffusione aeronautica, ...). Non necessita di alcuna regolazione o taratura: deve essere semplicemente interposto tra il trasmettitore e l'antenna. Sopporta potenze fino 1 kW e la perdita d'inserzione è trascurabile.

Caratteristiche principali:

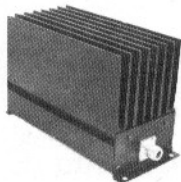
Frequenza di taglio	: > 104 MHz
Attenuazione fuori banda	: v. grafico foto
Perdita d'inserzione	: 0,1 dB ⩽ IL ⩽0,3 dB (ripple 0,2 dB)
Potenza massima ingresso	: 300 W con SWR = 1 : 1, 200 W in ogni condizione
Impedenza ingr./usc.	: 50 Ω
Dimensioni	: 170 x 40 x 60 mm
Peso	: 0,45 kg

FILTRO PASSA BASSO FM mod. B8 LPF S

Appositamente concepito per ridurre drasticamente l'emissione di armoniche (seconda, terza, ...) presenti in uscita nei trasmettitori FM o nei relativi amplificatori di potenza evitando così di disturbare altri servizi radio (telediffusione, aeronautica, ...). Non necessita di alcuna regolazione o taratura: deve essere semplicemente interposto tra il trasmettitore e l'antenna. Sopporta potenze di 200 W (aumentabili fino a 300 W nel caso di adattamento perfetto di impedenza) e la perdita di inserzione è compresa tra il 2% e il 7% massimo.

Caratteristiche principali:

Frequenza	: 80-120 MHz
Potenza massima ingresso/uscita	: 1 kW
Impedenza	: 50 Ω
Separazione minima e tipica	: 18 dB, 25 dB
Perdita di inserzione massima e tipica	: 0,05 dB, 0,15 dB
Dimensioni	: 40 x 80 x 765 mm

ACOPPIATORE IBRIDO IN QUADRATURA mod. 058004

Gli accoppiatori ibridi a 3 dB 90° sono la soluzione migliore per combinare due, quattro o otto amplificatori di potenza senza incorrere nel rischio di rottura a catena degli amplificatori. Il modello 058004 copre l'intera banda 88-104 MHz senza necessità di regolazione o tarature. Oltre che come sommatore o divisore di potenza può essere utilizzato per combinare più antenne. Alla uscita ISO va collegata una terminazione antiinduttiva da 50 ohm che sopporti una potenza pari ad un quarto della potenza totale (es. il ns. mod. 058007 oppure 058034).

Caratteristiche principali:	058007	058034
Potenza massima dissipabile	: 100 W	250 W
Frequenza	: 1 GHz	1 GHz
Resistenza	: 50 Ω	50 Ω
Disadattamento mass. (VSWR)	: 1.2 : 1	1.25 : 1
Dimensioni	: 140x100x140 mm	140x100x220 mm
Peso	: 3,0 Kg	2,0 Kg

TERMINAZIONI DI POTENZA mod. 058007 e 058034

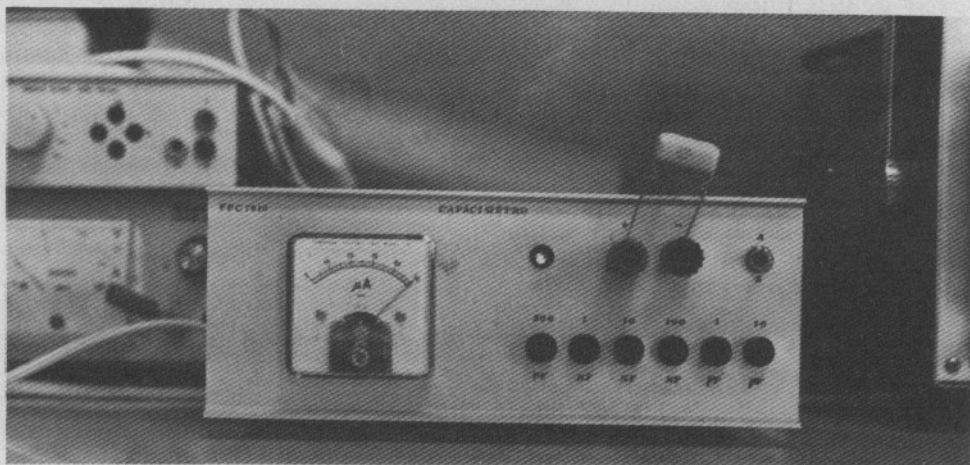
Oltre che come terminazioni per i ns. accoppiatori ibridi in quadratura possono essere utilizzate come antenne mute per prove di trasmissione o come carichi fittizi da laboratorio per misure di potenza.
Non necessitano di ventilazione forzata

s.r.l.

20132 MILANO - VIA PORDENONE, 17
TEL. (02) 21.57.813 - 21.57.891 - 21.53.524

E' strano che oggi ci sia ancora qualche incosciente disposto a proporre un capacimetro analogico subendo le ire dei digitalizzatori ad ogni costo ma, come noterete, la proposta è del tutto giustificata.
Prima di tutto la semplicità circuitale, poi il costo in rapporto alle prestazioni e poi, consentitemi di cogliere l'occasione per parlare (specialmente con chi comincia) di quei concetti che stanno alla base di questo tipo di applicazione.

CAPACIMETRO ANALOGICO

Francesco Paolo Caracausi

Il capacimetro che mi appresto a descrivere trae spunto da un circuito apparso su « Costruire Diverte » 9/65 ad opera di G. Terenzi (figura 1).
Che tale circuito fosse ottimo lo si verificò ancor più quando sul numero 11/69 di **cq elettronica** G. Liuzzi presentò una versione del capacimetro Terenzi modificata e adattata a misure di livello di liquidi (figura 2).

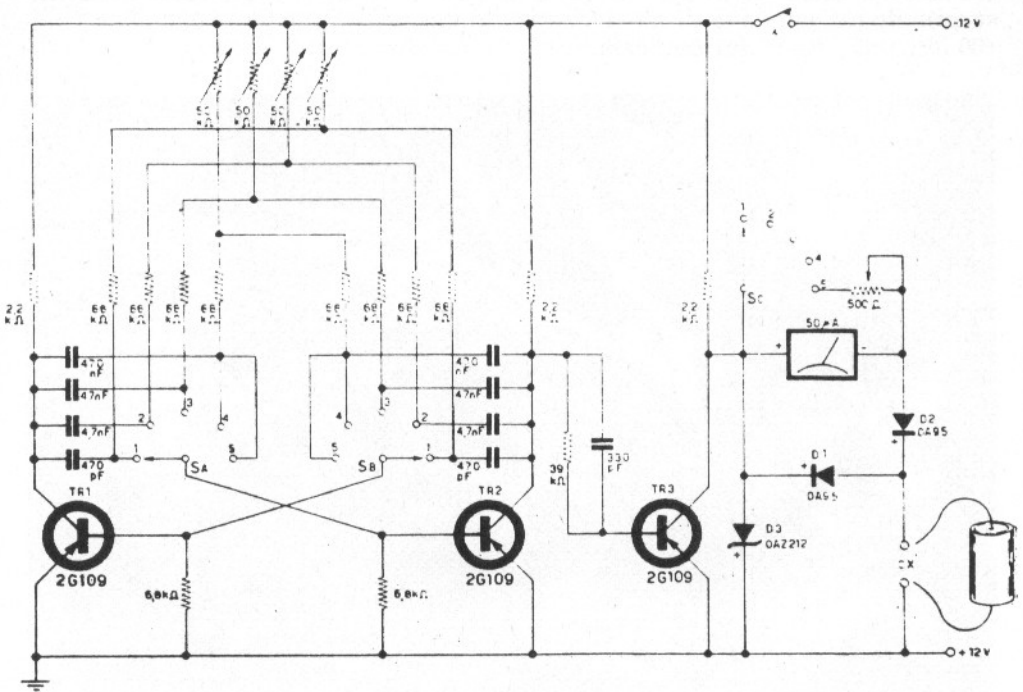



figura 1

Capacimetro Terenzi.

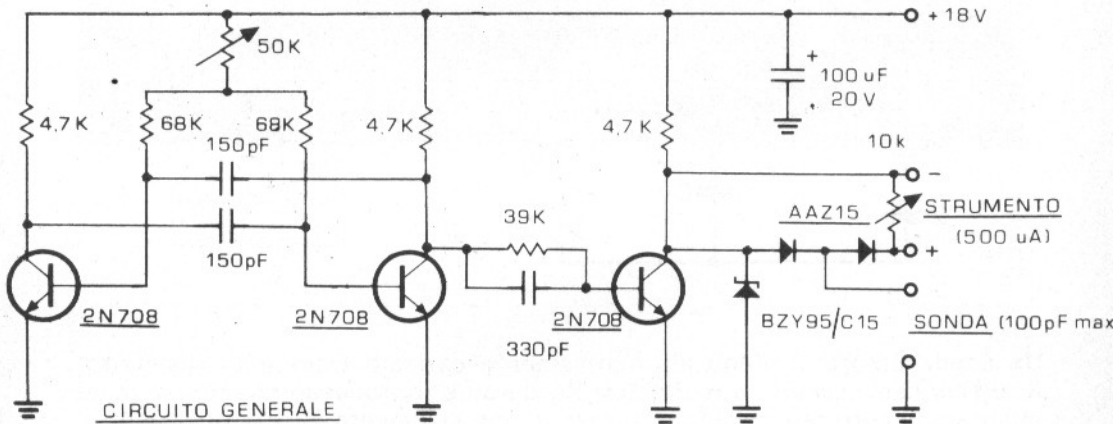
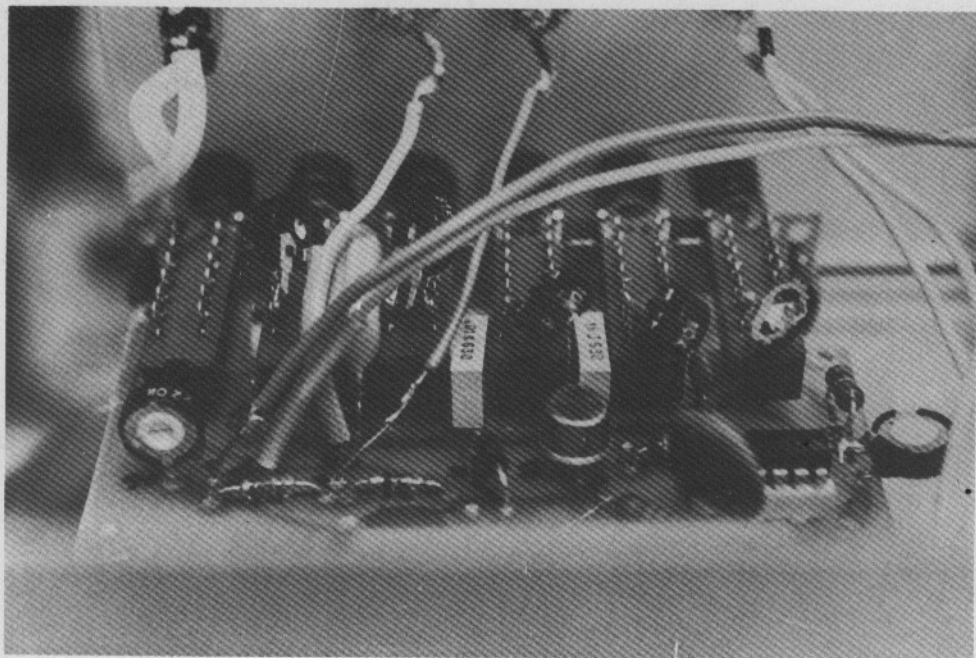



figura 2

« Capacimetro » Liuzzi.

Non descriverò il funzionamento e le prestazioni dei circuiti di figura 1 e 2, il lettore accorto li capirà da sé e si accorgerà delle differenze fra la versione originaria e la nuova versione non appena si inoltrerà nella descrizione.

La caratteristica dello strumento è quella di misurare **con una linearità sorprendente,** capacità di condensatori in sei scale: 500 pF, 1.000 pF, 10 nF, 100 nF, 1 µF, 10 µF fondo scala.

Interno dello strumento.

Il principio su cui si basa il capacimetro è quello schematizzato in figura 3.

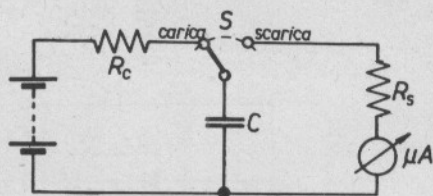



figura 3

Circuito elementare di carica e scarica di un condensatore.

Un condensatore C viene alternativamente caricato tramite la resistenza R_c e scaricato tramite la resistenza R_s; durante il processo di scarica viene misurata la corrente media per mezzo di uno strumento microamperometro. Se l'alternanza carica/scarica è regolare e regolata in modo che non inizia la carica se non è terminata completamente la scarica e viceversa, allora, con buona approssimazione, la corrente media I_m che circola nel circuito di scarica è esprimibile mediante la formula

$$I_m = f \cdot V_z \cdot C_x \qquad (1)$$

ove f è la frequenza (in hertz) di scarica o, se preferite, la frequenza con la quale viene commutato S in figura 3, V_z è la tensione (in volt) ai capi del condensatore prima che inizi la scarica, C_x la capacità (in farad)

del condensatore incognito, I_m risulta così in ampere. Si noti nella formula (1) che I_m dipende linearmente da C_x se V_z è costante a ogni inizio di ciclo di scarica. In **appendice A** troverete qualcosa sul concetto di valor medio e come ricavare la formula (1).
Il passo successivo alla figura 3 è quello di realizzare un dispositivo elettronico che sostituisca il commutatore elettromeccanico S, qualcosa che ci assicuri stabilmente il funzionamento di tale dispositivo di commutazione o, se preferite, che lo piloti, e qualcosa ancora che ci assicuri la costanza di V_z.
Il tutto, dato che la perfezione non è di questo mondo, con un margine di errore accettabile.
Riferiamoci allora alla figura 4 che riporta il circuito del nuovo capacimetro.

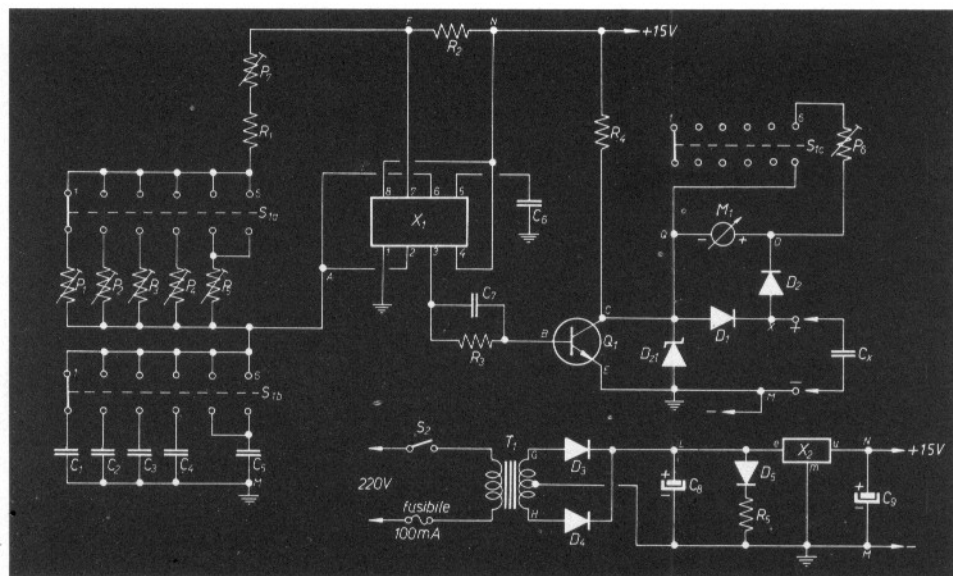



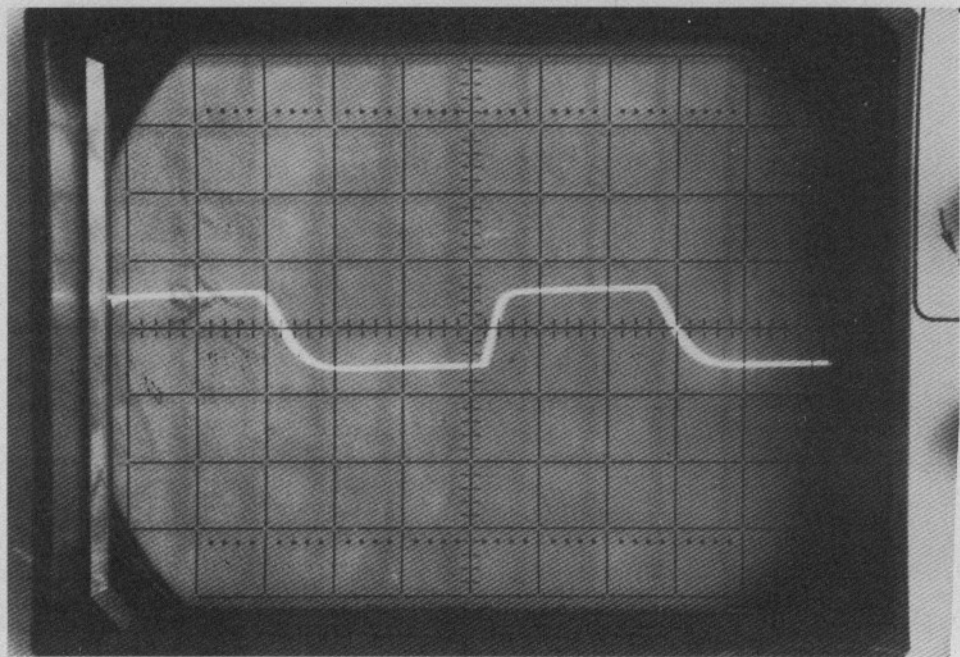
figura 4

Circuito del capacimetro.

R_1	33 kΩ
R_2	1 kΩ
R_3	10 kΩ
R_4, R_5	2,2 kΩ
$P_1 \div P_7$	tutti 10 kΩ tranne P_6 250 Ω
D_1, D_2	0A95
D_3, D_4	1N4007
D_5	led
X_1	NE555
X_2	7815 (stabilizzatore a 15 V)
Q_1	2N2218
D_{z1}	zener a 3,3 V
T_1	trasformatore 15 + 15 V, 10 W
S_1	commutatore a 6 tasti mutuamente esclusivi, 3 o più vie, 2 posizioni
S_2	interruttore unipolare
M_1	microamperometro 50 μA fondo scala

C_1	150 pF
C_2	1 nF
C_3	10 nF
C_4	0,1 μF
C_5	1 μF
C_6	10 nF
C_7	3,3 pF (si può omettere)
C_8, C_9	2.200 μF

2 boccole serrafili
zoccolo a 8 piedini (per NE555)
contenitore metallico

Il commutatore elettronico è costituito dal transistor Q_1 e dai diodi D_1 e D_2, il circuito che pilota tale commutatore è costituito dallo NE555 con tutta una serie di componenti di contorno per il cambio scala, la costanza di V_z viene assicurata dal diodo zener D_{z1}.
Vediamo il funzionamento non curando, per il momento, la parte con lo NE555; ci basti sapere intanto che in questa parte viene generata una onda quadra (con un rapporto pieno/vuoto pari quasi al 50 %) che pilota Q_1 per portarlo alternativamente in conduzione (per la precisione in saturazione) e in non conduzione (per la precisione in interdizione). Quando Q_1 è nello stato di non conduzione il condensatore incognito C_x è in grado di essere caricato dalla corrente che fluisce entro R_4 e D_1; Q_1 rappresenta quasi un circuito aperto, D_2 non è in grado di condurre per ragioni di polarizzazione. Il processo di carica continua fino a che C_x non raggiunge una tensione (V_z della formula (1)) uguale a quella del diodo zener D_{z1}.
Quando Q_1 è in conduzione, la tensione fra collettore ed emettitore è molto piccola (tensione di saturazione, $V_{CE\,sat}$) e la configurazione circuitale che ne segue è costituita dal condensatore C_x che si scarica tramite D_2 e lo strumento microamperometro; Q_1 rappresenta quasi un corto circuito, D_1 non è in grado di condurre per ragioni di polarizzazione.

Andamento della tensione ai capi di C_x.

Come avete notato, entro lo strumento circola corrente solo durante il processo di scarica. Tale strumento misura quindi la corrente media che circola nel circuito di scarica secondo la formula (1).
Torniamo adesso al pilotaggio di Q_1, al circuito oscillatore con NE555. Il circuito base di un oscillatore con tale integrato lo si può trovare in figura 5, mentre le relative formule le troviamo qui appresso.

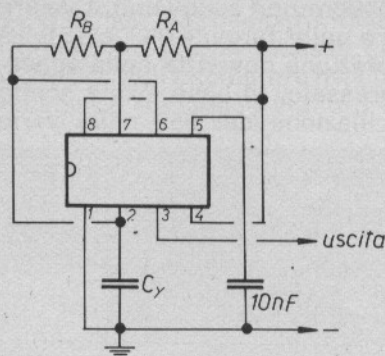



figura 5

Oscillatore con NE555, schema base.

$$f \cong \frac{1{,}44}{(R_a + 2R_b)\ C_1} \qquad (2)$$

$$R_b \cong \frac{\dfrac{1{,}44}{C \cdot f} - R_a}{2} \qquad (3)$$

Duty Cycle (rapporto pieno/vuoto) $= \dfrac{R_b}{R_a + 2R_b}$ (4)

A quale frequenza dobbiamo pilotare Q_1, ovvero a quale frequenza facciamo oscillare il 555 se vogliamo, ad esempio, misurare un condensatore (incognito?!) di 500 pF? Fissiamo a priori che lo strumento microamperometro a fondo scala misuri 50 μA, e che a tale fondo scala corrispondano 500 pF. Dalla (1) ricaviamo:

$$f = \frac{I_m}{V_z \cdot C_x} \qquad (5)$$

sostituendo i valori:

$$f = \frac{50\ \mu A}{V_z \cdot 500\ pF} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{V_z \cdot 500 \cdot 10^{-12}} = \frac{100.000}{V_z} \qquad (5\ bis)$$

Variando V_z otteniamo diversi valori di f (vedi figura 6).

figura 6

Frequenza dell'oscillatore in funzione di Vz.

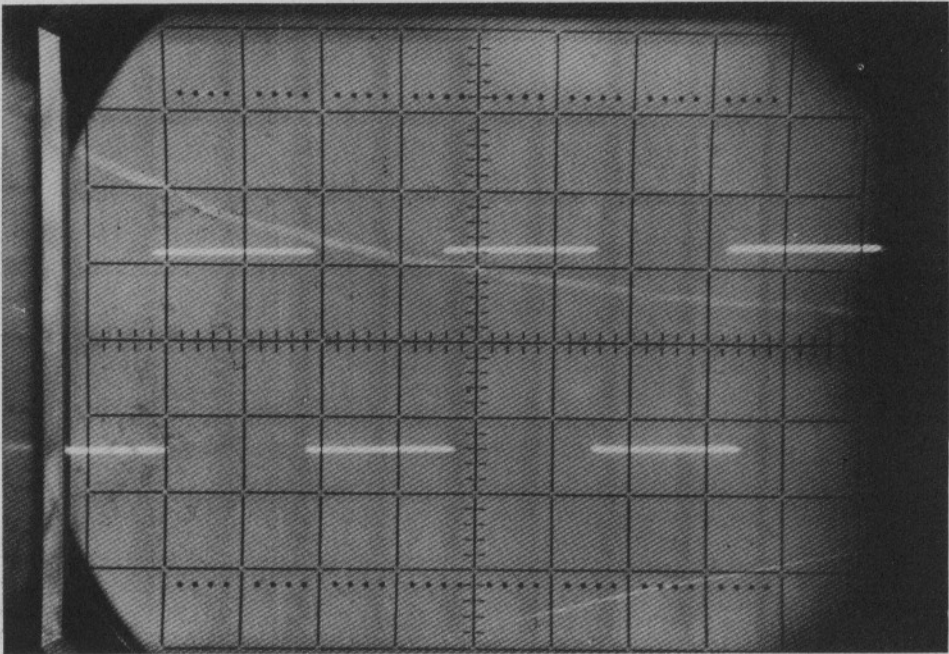
Vz [V]	1	2	3	3,3	4	5
f [Hz] per C_x = 500 pF	100.000	50.000	33.333	30.303	25.000	20.000

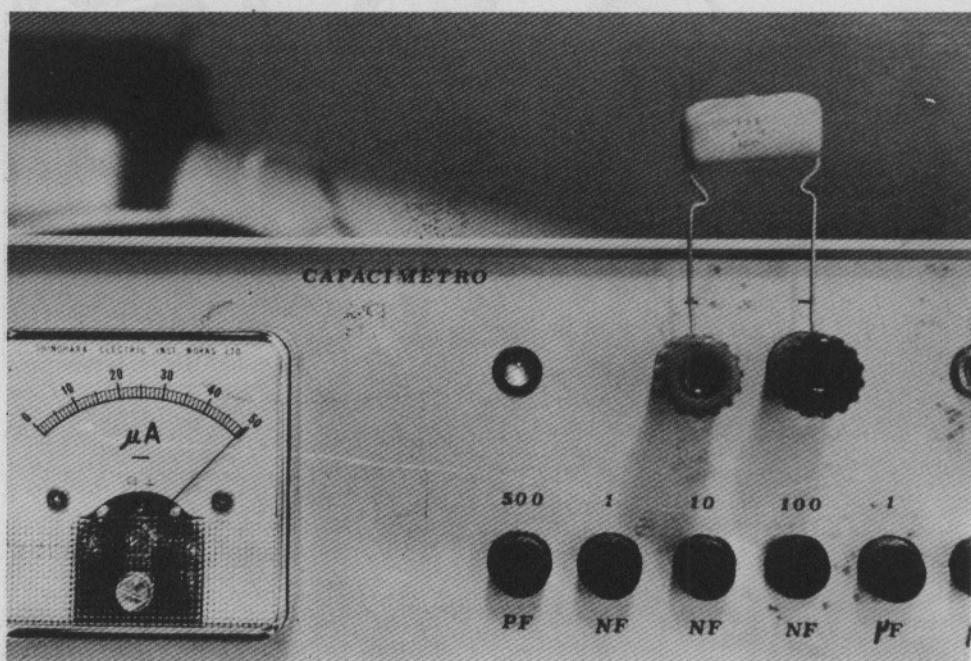
Ma non tutto è definito se non scegliamo V_z ovvero non scegliamo il valore da assegnare al diodo zener D_{z1} e da sostituire nelle formule (1) e (5). La scelta viene effettuata in base a una argomentazione descritta nella **appendice B,** e alla quale si rimanda il lettore interessato. In base a tale scelta (V_z = 3,3 V) i valori delle frequenze di oscillazione del 555 nelle varie scale risultano essere quelle di figura 7.

figura 7

Valori teorici dei componenti l'oscillatore per V_Z = 3,3 V e R_A = 1 kΩ.

scala	1	2	3	4	5	
C_x fondo scala	500×10^{-12}	1000×10^{-12}	10×10^{-9}	100×10^{-9}	1×10^{-6}	F
f	30303	15151	1515	151	15,1	Hz
R_B	47020	47020	47020	47020	47020	Ω
C_Y	500×10^{-12}	1000×10^{-12}	10×10^{-9}	100×10^{-9}	1×10^{-6}	F
rapporto pieno/vuoto	0,4947	0,4947	0,4947	0,4947	0,4947	

In figura 7 anche i valori di R_a (corrispondente a R_2 di figura 4) e di R_b (corrispondente a $R_1 + P_7 + P_1 ... P_5$ di figura 4) calcolati tramite le formule (3) e (4) in modo da ottenere il massimo rapporto pieno/vuoto.
A questo punto qualcuno si chiederà perché mancano in figura 7 le indicazioni relative alla sesta scala. Tale scala viene ottenuta shuntando lo strumento microamperometro (tramite P_6) in modo da simulare un microampero-

Andamento della tensione sul collettore di Q_1.

metro da 500 microampere fondo scala. Questo artificio si è reso necessario in quanto se non si facesse così la misura sarebbe inattuabile perché la frequenza dell'oscillatore risulterebbe di 1,51 Hz (un po' di vibrazione si percepisce comunque verso il fondo della quinta e sesta scala).

Misura di un condensatore da 100 nF.

Fin qui abbiamo fatto calcoli teorici, infatti per tener conto della tolleranza dei condensatori $C_1 \div C_5$ ci sono i potenziometri semifissi $P_1 \div P_5$ e, ove non bastasse, il semifisso P_7 che serve per la centratura della gamma.
In figura 8 il circuito stampato previsto per il montaggio con commutatore a sei tasti. Chi non riesce a trovarlo (io ho visitato 7 negozi), può montare un commutatore rotativo a 3 vie, 6 posizioni oppure un 2 vie, 6 posizioni + un interruttore per shuntare P_6 sullo strumento nella sesta scala. Le lettere alfabetiche che trovate in figura 4 si ritrovano come riferimenti sul circuito stampato. I semifissi $P_1 \div P_5$ sono stati saldati direttamente ai terminali del commutatore a tasti dal lato componenti. Il diodo D_5, che è un led, viene montato sul pannello previo portaled, e funge da lampadina spia.
Un discorso a parte lo meritano i condensatori $C_1 \div C_5$ che, insieme a $P_1 \div P_5$ e a R_1 e P_7 regolano la frequenza di oscillazione dello NE555.
Non è tanto importante la tolleranza ma la stabilità in funzione della temperatura e del tempo poiché la tolleranza di fabbricazione (differenza fra la capacità nominale e capacità reale) provoca differenti frequenze di oscillazione che possono essere regolate tramite $P_1 \div P_5$; ma, una volta effettuata la taratura, è bene che la capacità vari poco in funzione dei fattori ambientali e di tempo, evitando così frequenti tarature. Condensatori stabili nel tempo e in funzione della temperatura sono i condensatori al poliestere, poliestere metallizzato, polipropilene metallizzato, styroflex, policarbonato, ceramici a coefficiente di temperatura controllato NP0 (vedi figura 10); montate quelli che trovate.

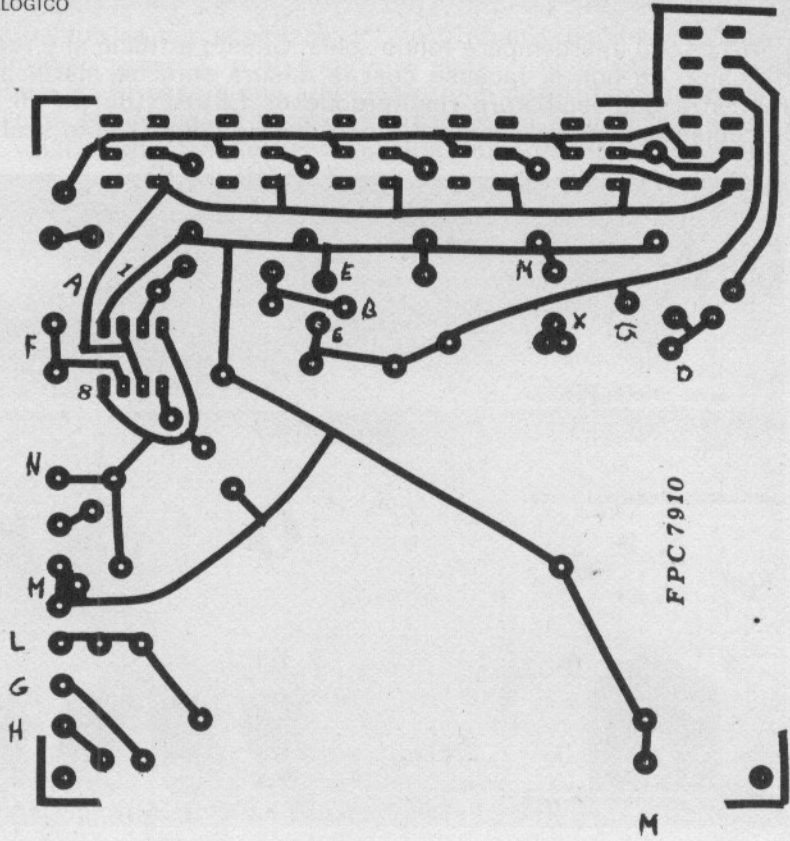



figura 8
Circuito stampato lato rame.

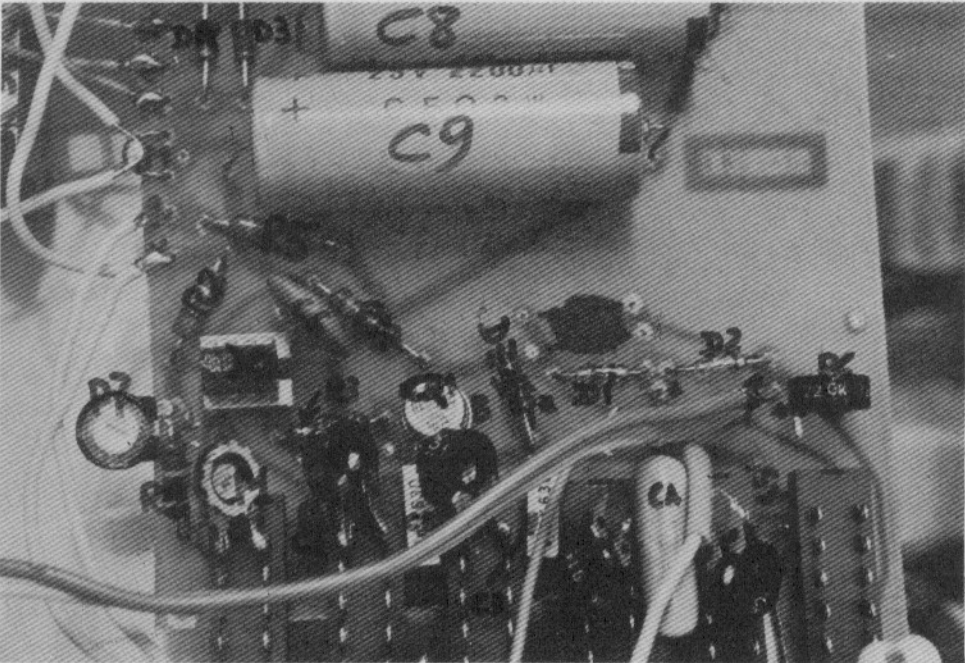
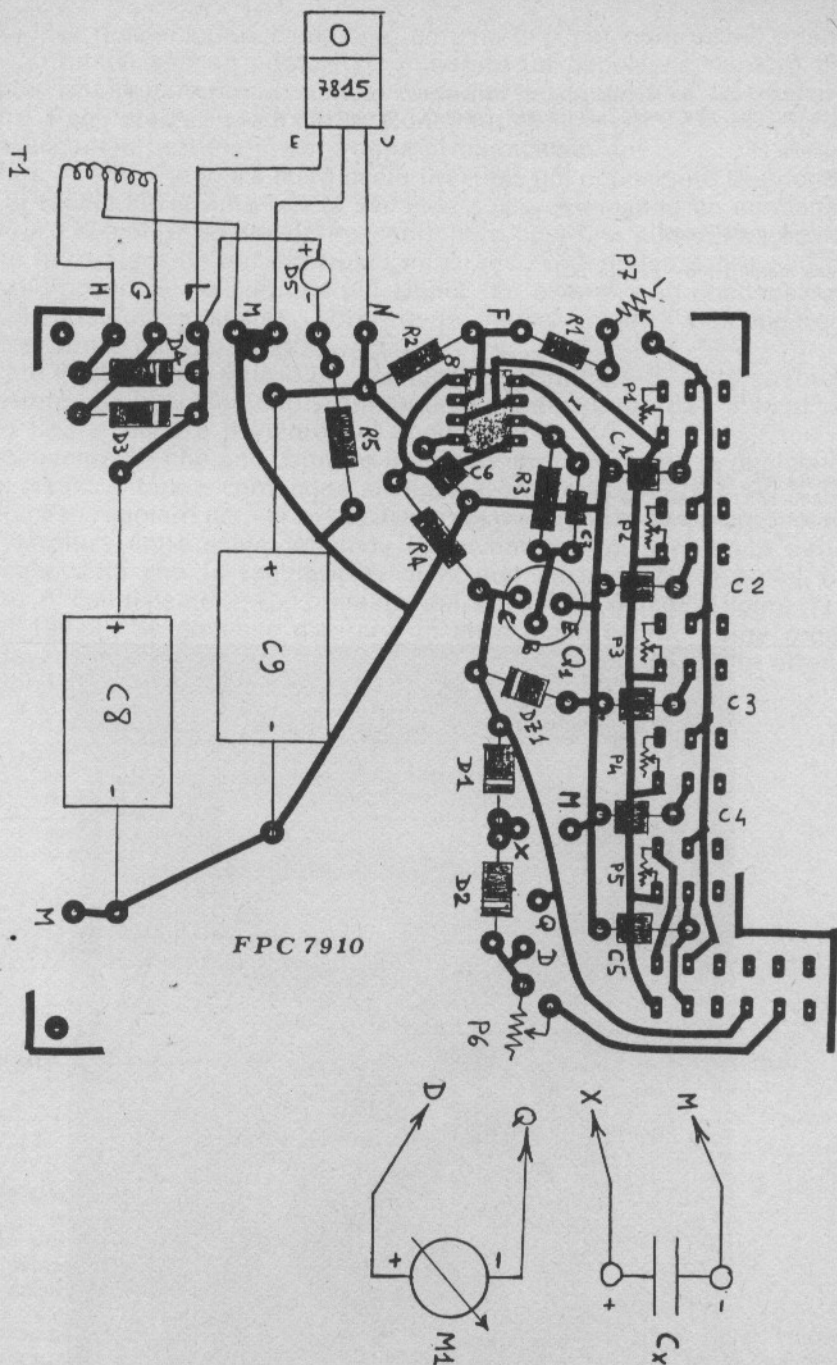



figura 9

Disposizione dei componenti (visti dal lato rame).

A questo punto, se i condensatori elettrolitici, i diodi, il transistor sono montati correttamente, l'apparecchio funzionerà subito e l'unica cosa da fare è la taratura.

figura 10

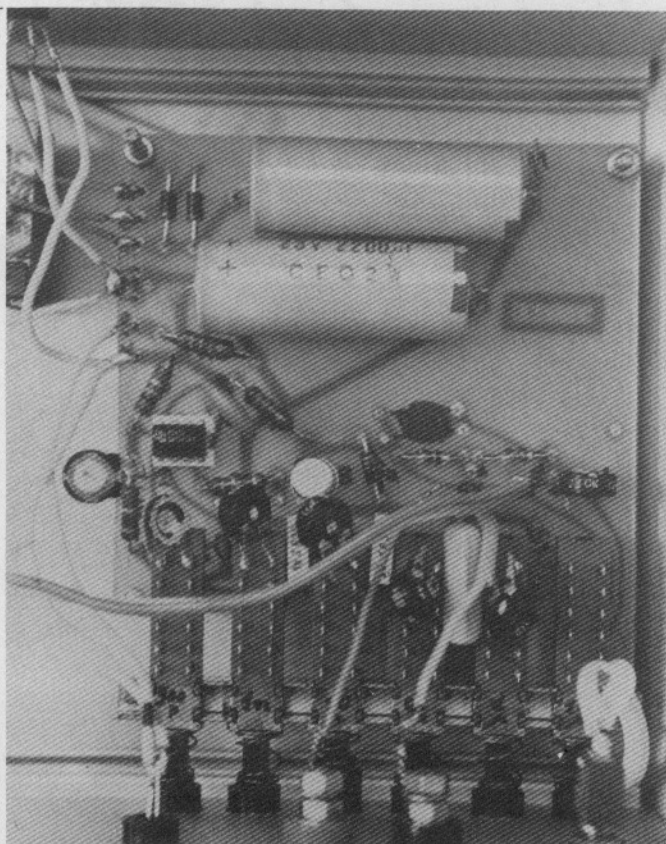
ordine di grandezza del coefficiente di temperatura α_C di alcuni tipi di condensatori espresso in parti per milione per grado centigrado (ppm/°C ovvero 10^{-6}/°C)

polipropilene	— (200 ± 100)
styroflex	— (50 ÷ 250)
mica	0 ÷ 70
vetro	140 ± 25
polipropilene metallizzato	— 200
poliestere	+ 300
poliestere metallizzato	+ 300
polistirolo	— 150

con

$$\alpha_C = \frac{C_2 - C_1}{C_3 \times (T_2 - T_1)}$$

ove:

C_1 capacità alla temperatura T_1
C_2 capacità alla temperatura T_2
C_3 capacità di riferimento alla temperatura di 25 ± 10 °C

Interno dello strumento.

Munitevi di condensatori campione, almeno uno per ogni scala, oppure se avete un amico con un ponte RLC misurate un opportuno numero di condensatori che diventeranno così dei campioni per la taratura del nostro capacimetro. Regolate P_7 a metà corsa. Collegate ai morsetti un condensatore di valore acconcio per una misura nella prima scala.
Regolate P_1 fino a leggere sulla scala il valore già conosciuto del condensatore. Si faccia altrettanto per la seconda scala collegando un condensatore da 500 a 1.000 pF e regolando P_2; continuate così fino alla quinta scala. Verificate la taratura fin qui effettuata misurando un condensatore non con la scala più acconcia ma con una più ampia (ad esempio un condensatore da 1.000 pF sulla terza scala): noterete la buona linearità dell'apparecchio. Occorre tarare adesso la sesta scala.
Regolate P_6 al minimo valore di resistenza; commutate S_1 sulla sesta scala; connettete alle boccole dello strumento un condensatore da 1 a 10 μF. Regolate P_6 fino a leggere il valore del condensatore.
Un inconveniente che può capitare in fase di taratura è che in qualche scala non si riesca a tarare comunque si regoli il relativo semifisso ($P_1 \div P_5$); in questo caso regolare nel verso opportuno P_7 ricominciando, purtroppo, daccapo la taratura delle scale. Analogo inconveniente mi è capitato nella prima scala, solo che la regolazione di P_7 non ha condotto a nulla; ho sostituito il condensatore C_1, previsto dai calcoli di 500 pF (figura 7), con uno di 150 pF. Se dovesse capitarvi in altre scale sapete come regolarvi. Ove dovessero essere misurati dei condensatori polarizzati, fate attenzione alle polarità, il positivo è quello facente capo a D_1 - D_2.

scala	*fondo scala*	*fattori di scala*
1	*500 pF*	*× 10 pF; ÷ 0,1 pF*
2	*1000 pF*	*× 20 pF; ÷ 50 nF*
3	*10 nF*	*× 0,2 nF; ÷ 5 nF*
4	*100 nF*	*× 2 nF; ÷ 0,5 nF*
5	*1 μF*	*× 0,02 μF; ÷ 50 μF*
6	*10 μF*	*× 0,2 μF; ÷ 5 μF*

figura 11

Scale e fattori di scala.

Vi auguro buon lavoro e Vi ringrazio per avermi seguito fin qui.

Appendice A

Calcolo della corrente media in un processo di scarica di un condensatore su una resistenza

Si definisce valor medio di una qualunque funzione periodica, quel valore che moltiplicato per il periodo dia un'area uguale a quella racchiusa fra la funzione e l'asse delle ascisse per una lunghezza pari al periodo; ovvero, con riferimento alla figura 12:

$$A_1 = A_2 \qquad (6)$$

L'area racchiusa fra la funzione e l'asse delle ascisse per una lunghezza pari al periodo è, per definizione stessa di integrale, data dall'integrale definito della funzione fra 0 e T.

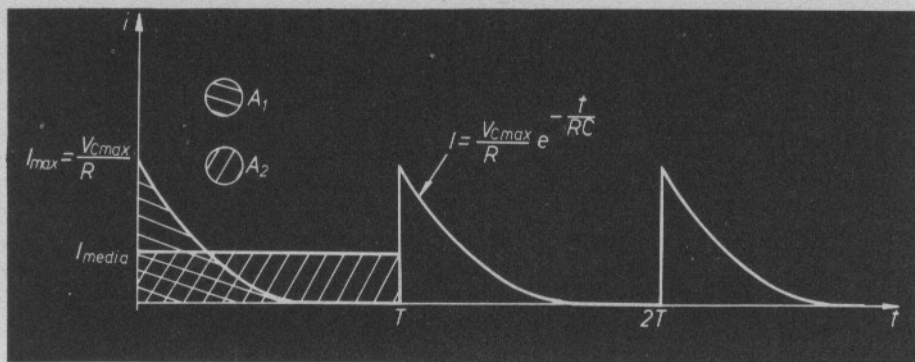



figura 12

Calcolo grafico del valor medio di una funzione periodica.

$$A_1 = \int_0^T \text{funzione } dt$$

La equazione (6) diventa quindi:

$$\text{Valor medio} \cdot T = \int_0^T \text{funzione } dt$$

cioè:

$$\text{Valor medio} = \frac{1}{T} \int_0^T \text{funzione } dt \qquad (7)$$

La funzione di cui si vuole calcolare il valor medio è la corrente che circola in un circuito RC durante il processo di scarica del condensatore. Tale corrente ha l'andamento disegnato in figura 12 ed è rappresentato dalla funzione

$$I = \frac{V_{C\,max}}{R} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

dato che

$$V_C = V_{C\,max} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

e che vale sempre la legge di Ohm, nel nostro caso $I = V_C/R$.
$V_{C\,max}$ è la tensione massima di carica del condensatore, la indicheremo per semplicità V_z, il valor medio della corrente lo indicheremo I_m. Scriviamo quindi la (7) con i valori opportuni

$$I_m = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_z}{R} e^{-\frac{t}{RC}} dt$$

ma $f = 1/T$ e V_z/R è costante, quindi:

$$I_m = \frac{f \cdot V_z}{R} \int_0^T e^{-\frac{t}{RC}} dt = \frac{f V_z}{R} (-RC) \left[e^{-\frac{t}{RC}} \right]_0^T =$$

$$= - f V_z C \left[e^{-\frac{T}{RC}} - e^{-\frac{0}{RC}} \right] = - f V_z C \left[e^{-\frac{T}{RC}} - 1 \right]$$

Nel caso in cui $T \gg RC$ (periodo T molto maggiore della costante di tempo RC), ovvero quando il condensatore è proprio scarico prima che inizi un nuovo ciclo:

$$I_m = - f V_z C \; [0 - 1]$$

ovvero:

$$I_m = f V_z C \tag{8}$$

Da questa ultima formuletta sembra che il valor medio della corrente di scarica non dipenda dalla resistenza di scarica, è vero, ma ricordiamo che quello che ci ha permesso di arrivare alla (8) è l'imposizione $T \gg RC$ ove, come si vede, R c'entra e come!

Appendice B

Estraiamo dalla figura 4 i circuiti equivalenti approssimati di carica (figura 13) e di scarica (figura 14) corrispondenti agli stati di non conduzione e di conduzione di Q_1.

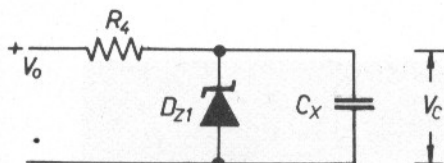



figura 13

Circuito equivalente di carica (Q_1 non conduce).

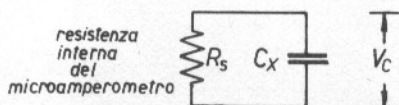



figura 14

Circuito equivalente di scarica (Q_1 conduce).

In figura 15 l'andamento della tensione ai capi del condensatore incognito.
Quello che si vuole ottenere è la tensione ottimale V_z dello zener D_{z1} affinché con buona approssimazione si possa dire che negli istanti di commutazione di Q_1 da non conduzione a conduzione e viceversa, il condensatore C_x sia completamente carico e viceversa.
Si consideri l'istante t_x nel quale cessa la carica a causa del raggiungimento della uguaglianza fra la tensione ai capi del condensatore e la tensione dello zener. Tanto più piccolo sarà t_x rispetto a $T/2$, tanto più sicuri si è della avvenuta carica di C_x, e a maggior ragione della scarica poiché $R_4 \cdot C_x > R_s \cdot C_x$ ($R_4 = 2,2\ k\Omega$, R_s = resistenza interna dello strumento, dell'ordine di $1.500\ \Omega$).

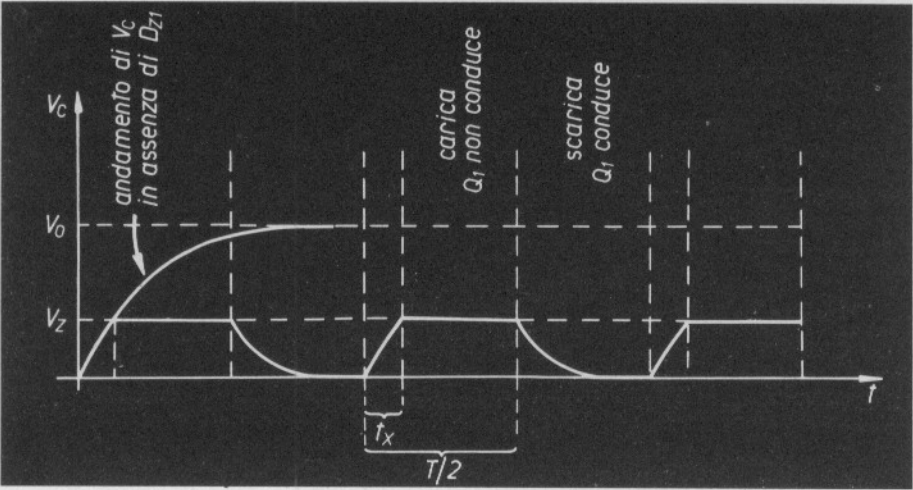
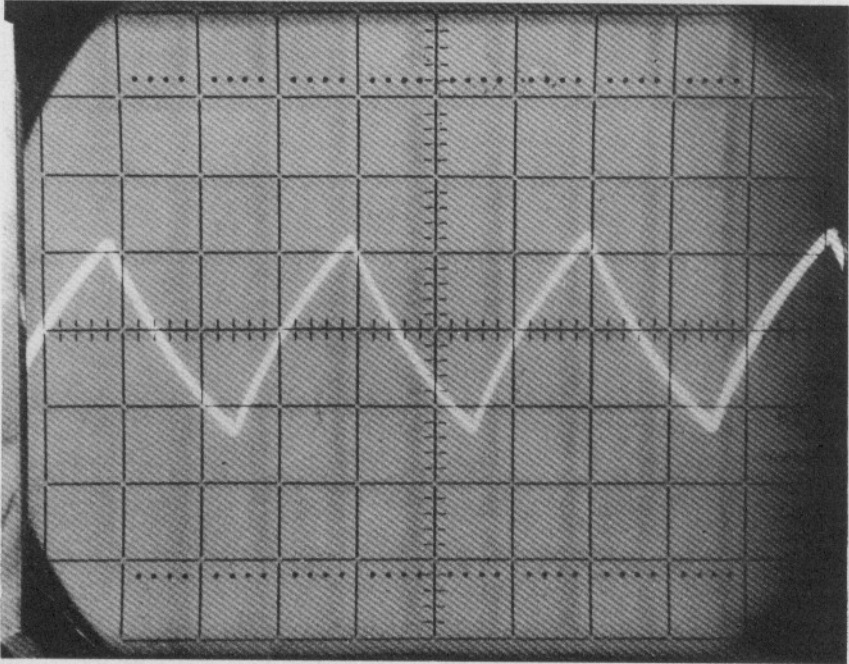
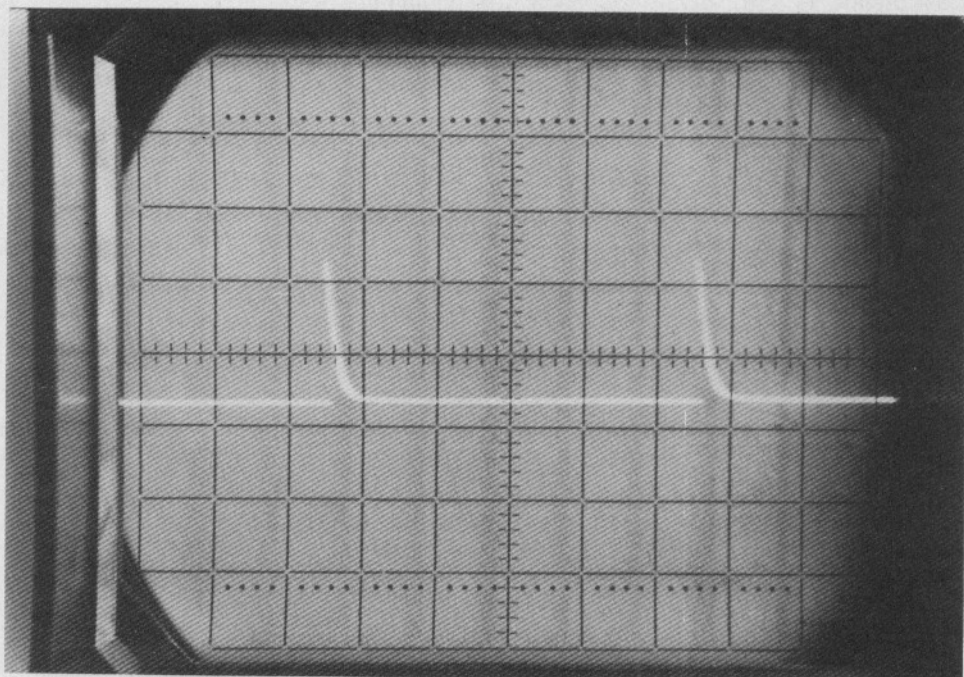



figura 15

Andamento della tensione ai capi del condensatore incognito.

A questo punto si è inventato uno pseudo coefficiente di bontà definito dal rapporto fra T/2 e t_x dato dalla formula

$$B = \frac{\frac{T}{2}}{t_x} \qquad (9)$$

e di cui si è studiato l'andamento.

Andamento della tensione sul piedino 2 di X_1.

Andamento della tensione ai capi di M_1.

Dalla formula (1) ricaviamo

$$\frac{1}{f} = \frac{C\,V_z}{I_m}; \qquad \frac{1}{2f} = \frac{C\,V_z}{2\,I_m}$$

ovvero:

$$\frac{T}{2} = \frac{C\,V_z}{2\,I_m} \tag{10}$$

La formula che ci dà l'andamento della tensione ai capi di un condensatore durante la carica è in generale:

$$V_c = V_0\ (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \qquad \text{ove} \qquad \tau = R_4 \cdot C \tag{11}$$

Volendo ricavare t_x cioè l'istante in cui $V_c = V_z$, la (11) diventa:

$$V_z = V_0\ (1 - e^{-\frac{t_x}{\tau}}) \tag{12}$$

da cui, e vi risparmio i passaggi:

$$t_x = -\,\tau \log \frac{V_0 - V_z}{V_0} \tag{13}$$

Sostituendo la (10) e la (13) nella (9) abbiamo:

$$B = -\frac{\dfrac{C V_z}{2 I_m}}{\tau \log \dfrac{V_0 - V_z}{V_0}} = -\frac{V_0}{2 I_m R_4 \log \dfrac{V_0 - V_z}{V_0}} \qquad (14)$$

Sostituendo i valori, $R_4 = 2{,}2 \cdot 10^3$ (2,2 kΩ); $I_m = 50 \cdot 10^{-6}$ (50 μA),

$$B = -\frac{V_z}{0{,}22 \log \dfrac{V_0 - V_z}{V_0}} \qquad (15)$$

Calcoliamo allora questo pseudo coefficiente di bontà in funzione di V_z (tensione dello zener) e di V_0 (tensione di alimentazione), ottenendo i valori indicati in figura 16.

tensione di alimentazione

V_z \ V_0 (tensione di zener di D_{z1})	12	15	16	30
1	52	65	70	134
2	50	63,5	68	131,7
3	47,4	61,1	65	129,4
3,3	46,6	60,3	64,9	128,7
4	44,8	58,6	63	127,05
4,7	42,9	56,8	61,4	125,37
5	42	56	60	124
6	39,3	53,3	58	122,2
7	36,3	50,6	55	119,7
8	33	47,7	52	117,2
9	29,5	44,6	49	114
10	25	41,3	46	112
11	20	37,8	42	109
12	—	33,8	39	106,7
13	—	29,3	35	104
14	—	23,4	30	101,2
15	—	—	24	98
16	—	—	—	95,2

figura 16

Valori dello pseudo-coefficiente di bontà B di cui alla formula (15).

Come si può notare facilmente, più grande è il divario fra V_0 e V_z, più grande è B; nell'ambito della stessa V_0, più piccola è V_z più grande è B. Più grande è B più grande è il rapporto fra T/2 e t_x, più sicuri si è che il condensatore sia completamente scarico prima che inizi una nuova carica e viceversa (va notato che nella sesta scala i valori di B risultano quelli di figura 16 divisi per 10 poiché I_m risulta di 500 μA e non 50 μA).

A questo punto le scelte. Tensione di alimentazione a 15 V, abbastanza elevata ma non troppo, per avere un solo alimentatore (il 555 può essere alimentato con una tensione fino a 16 V).
Segue la scelta di V_z a 3,3 V, che è il valore commerciale minimo che ci consente il massimo valore di B. La scelta di Q_1 è basata sul fatto di avere una bassissima tensione di saturazione (tensione collettore-emettitore nello stato di saturazione) affinché sia trascurabile la presenza del transistor nel circuito equivalente di scarica.

Bibliografia

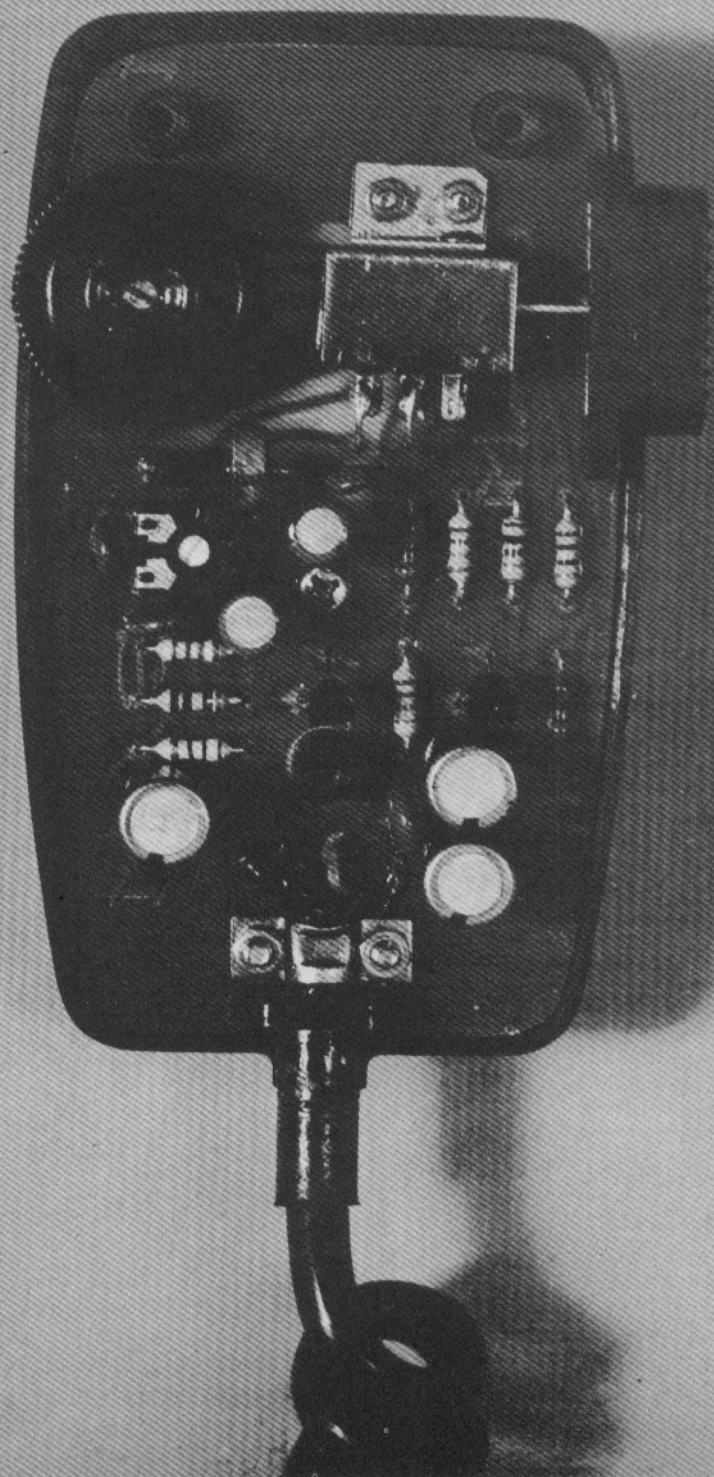
— Giorgio Terenzi - **Capacimetro a lettura diretta** - CD, 9/65, pagina 566.
— G. Liuzzi - **Misuratore capacitivo del livello di un liquido - cq,** 11/69, pagina 995.
— Emilio Romeo - **ER120, capacimetro - cq,** 3/77, pagina 448.
— Emilio Romeo - **Perfezionando il capacimetro - cq,** 7/78, pagina 1302.
— Piero Erra - **Quasi tutto sull'integrato 555 - cq,** 5/77, pagina 913.
— Paolo Forlani - **Capacimetri (in generale), e un capacimetro (in particolare) - cq,** 3/71, pagina 274.
— Carlo Grippo - **Progetto di un capacimetro e sua realizzazione** - **cq,** 12/71, pagina 1334.
— Marino Miceli - **Un ponte per la misura di piccole capacità - cq,** 1/75, pagina 92.
— Francesco Cherubini - **Generatore di funzioni NE566 + capacimetro digitale - cq,** 8/78, pagina 1558.
— L. Olivieri, E. Ravelli - **Elettrotecnica,** volume 1 - C.E.D.A.M.
— Calisto Minnucci - **Tecnologia delle costruzioni elettroniche.**
— **Low Loss Capacitors** - Siemens Data Book.
— **Fixed capacitors, variable capacitors** - Philips Data Book CM2b.

Micro preamplificato
per ALAN K 350 BC

Francesco Michienzi

Ogni spiegazione è prolissa in quanto il circuito stampato parla da sé.

figura 1

R_1	*47 kΩ, trimmer*	C_1	*1 nF, a disco*
R_2	*5,6 kΩ, 1/2 W*	C_2	*1,5 nF, a disco*
R_3	*33 kΩ*	C_3	*10 μF*
R_4	*100 Ω*	C_4	*100 μF*
R_5	*10 kΩ*	C_5	*10 μF*
R_6	*680 kΩ*	C_6	*220 μF*
R_7	*220 Ω*	C_7	*100 pF, a disco*
R_8	*3,3 kΩ*	L_1	*33 μH*
R_9	*22 kΩ*	Q_1, Q_2	*BC109 o equivalente*
R_{10}	*3,3 kΩ*	S_1	*deviatore originale*
R_{11}	*potenziometro da 5 o 10 kΩ originale*		

Sul circuito vi è un doppio cablaggio per C_4 e C_6 che possono essere montati in posizione sia verticale che orizzontale.
Per C_6 sono stati utilizzati due da 100 µF in posizione verticale.
Un'unica modifica all'interno dell'apparato consente di eliminare il preamplificatore con la stessa alimentazione dell'apparato.

Scala 1;1

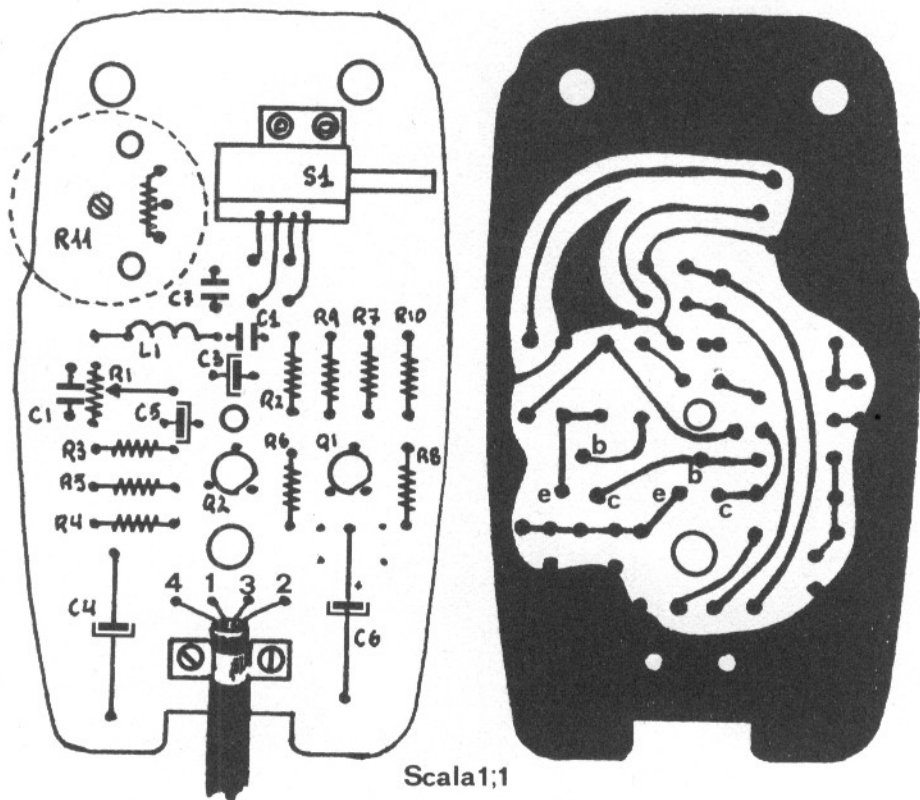



figura 2

figura 3

Questa consiste nel modificare come illustrato le disposizioni ai terminali al jack del micro e nell'aggiunta di uno spezzoncino di filo tra questo e il potenziometro del volume.

Da sempre affidabilità

AMPLIFICATORE DI POTENZA A VALVOLE 100/1500.

Completamente automatico.
Protezione di tutte le funzioni.
2° armonica - 65dB, tutte le altre assenti.
Imput 10W, 88 ÷ 108 MHz
Output 1500/1600W RF
Wattmetro incluso.
Stabilizzatore di tensione compreso.
Rete 220V ÷ 20% 3,2KW

ALTRI PRODOTTI FM:

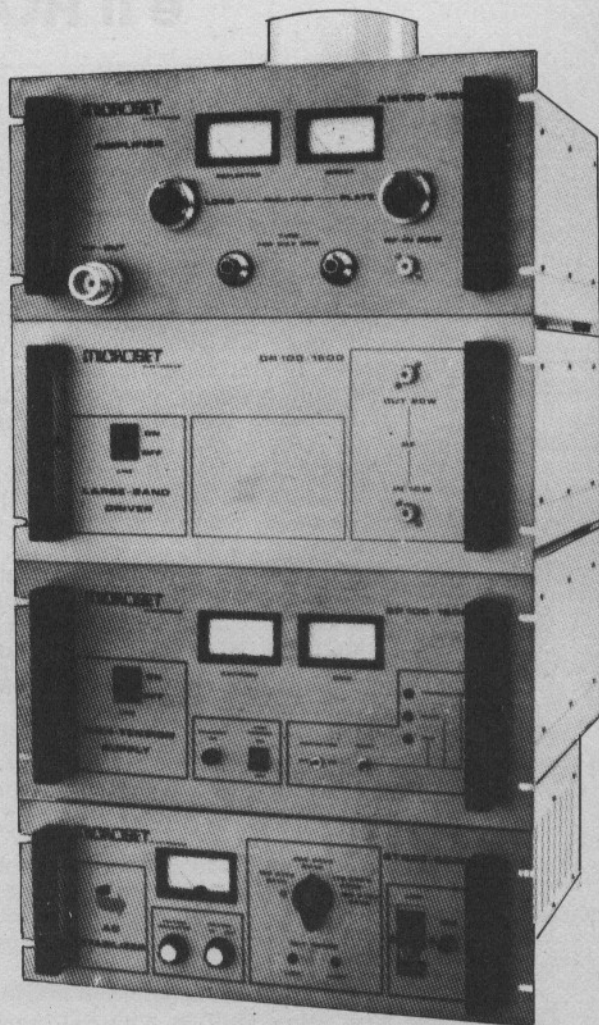
- Ponti VHF e 12 GHz
- Eccitatori fissi e portatili
- Antenne direttive e collineari in acciaio inox
- Encoder stereo, cavi coassiali, connettori, ricambi originali

..e sempre persone amiche a darvi una mano.

TRANSISTOR E NON CI PENSATE PIÙ.

100/100T 100W RF
100/200T 200W RF
100/400T 400W RF
100/800T 800W RF
100/1500T 1500W RF

Basta attaccare l'antenna e dare 10W di eccitazione, e il gioco è fatto.

Armoniche assenti.
Protezioni su tutte le funzioni, comprese l'antenna.
Rete 220V ÷ 10%
Frequenza 88 ÷ 108MHz
5MHz di banda.

Mod. 100/1500

LINEA 80

— Stabilizzatori di tensione con controllo elettronico da 1 a 8KW monofasi.
— Alimentatori stabilizzati e frequenzimetri per uso professionale e semiprofessionale.
— Lineari a transistor fino a 150W per VHF, 144-156-160 MHz.

L'adattamento di impedenza e il ROS

I0ZV, Francesco Cherubini

« Adattamento di impedenza » significa collegare, in maniera efficiente e valida, un generatore con un carico, allo scopo di ricavare il massimo risultato; in genere si cerca il massimo trasferimento di energia nel carico.
Volendo fare una similitudine meccanica, si può considerare, in campo automobilistico, la funzione svolta dal cambio di velocità. Esso adatta le condizioni del carico a quelle del motore, che eroga potenza entro un certo intervallo di giri, ad esempio tra 1.200 e 5.000 giri al minuto primo; per cui in « prima » noi possiamo affrontare bene le salite più ripide, ma troviamo che in pianura il motore è poco « caricato » e si imballa; mentre in « quarta » andiamo bene in pianura ma non riusciamo a superare le salite.
Tornando ai circuiti elettrici, possiamo esaminare ciò che accade in un determinato caso (vedi figura 1) in cui abbiamo un generatore caratterizzato da una resistenza interna uguale a 50 Ω (R_{int} = 50) e che fornisce una tensione di 50 V; con un carico esterno di 50 Ω (facendo dei semplici calcoli), vediamo che otteniamo una tensione V_L in uscita, cioè sul carico R_L, pari a 25 V; la I_L sarà 0,5 A e abbiamo perciò 25 × 0,5 = 12,5 W.

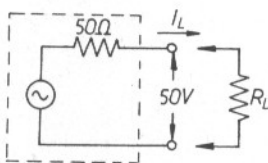



figura 1

Se R_L = 50, avremo il massimo di energia.

Con qualsiasi altro valore di R_L la potenza ottenibile è **inferiore.** Se infatti R_L ha un valore più elevato, si innalza V_L ma decresce I_L e il loro prodotto sarà inferiore; se R_L si abbassa, aumenta I_L ma decresce V_L e ancora otteniamo un prodotto inferiore. Al limite, se R_L = 0, avremo I pari a 1 A, ma V = 0; se R_L è infinita, avremo V_L pari a 50 V ma la I_L sarà 0, e in entrambi i casi la potenza nel carico risulta zero. Tutto ciò è valido quando si desidera il massimo di uscita, indipendentemente da altre considerazioni; in molti casi però tali considerazioni vanno fatte. Ad esempio, se la sorgente è un trasformatore (vedi figura 2), la resistenza interna R_i rappresenta la resistenza ohmica del filo usato per il secondario, più l'effetto della resistenza del primario.
Se noi carichiamo il trasformatore sino a ottenere la massima potenza, il trasformatore prende fuoco!! Infatti la massima potenza in uscita (P_{out}), si ottiene quando R_L = R_i e in tal caso si dissipa (in calore) nell'avvolgimento una potenza uguale a quella del carico. Però in questo caso l'assorbimento dalla rete è **il doppio**

della potenza in uscita e il « rendimento » del trasformatore è solo del 50 % (chiamiamo rendimento il rapporto tra potenza « resa » e potenza assorbita; tale rapporto, compreso tra 0 e 1, se viene moltiplicato per 100 ci dà la percentuale. Quindi se la potenza resa è la metà di quella assorbita, avremo: $P_{out}/P_{in} = 1/2 = 0,5$ o anche $= 50$ %).

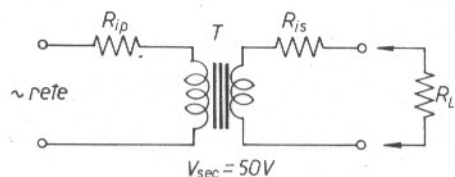



figura 2

Il carico su un trasformatore.

Esempio: sia ancora V pari a 50 V, se $R_L = 50\,\Omega$, come nel caso di figura 1 i watt in uscita sono 12,5. Altrettanti sono dissipati nell'avvolgimento; quindi dalla rete sono assorbiti 25 W, di cui solo la metà vengono utilizzati nel carico.
A parte il calore dissipato nel trasformatore, e che darebbe luogo a inconvenienti, un rendimento del 50 % è certamente poco accettabile; perciò nel caso dei normali trasformatori di alimentazione si usa ridurre le R_{int} in modo che il rendimento sia almeno del 90 %; infatti un trasformatore da 50 W di uscita potrà assorbirne circa 55.
Nei trasformatori grossi il rendimento è anche più elevato, mentre in quelli piccoli scende. Tutto ciò per precisi calcoli economici.
Un altro caso in cui non si mira al massimo trasferimento di energia è quello degli alimentatori stabilizzati; essi infatti « mostrano » una R_i particolarmente bassa, e R_L deve essere molto, molto superiore. Esempio: tensione a vuoto 13 V; con assorbimento di 1 A la tensione scende a 12,8 V. Abbiamo una variazione di $13 - 12,8 = 0,2$ V con I di 1 A: da cui R_i uguale a $0,2 : 1 = 0,2\,\Omega$, con un carico di 13 Ω. Se analizziamo il comportamento di un alimentatore, vediamo che la tensione è tanto più stabile, quanto più è bassa R_i rispetto a R_L, il circuito riesce ad abbassare **artificialmente** R_i con l'uso della controreazione e a far rimanere V sostanzialmente stabile. La stessa cosa avviene negli amplificatori Hi-Fi, dove elevati tassi di controreazione riescono a mantenere la tensione in uscita sostanzialmente indipendente dal carico degli altoparlanti. Ciò viene fatto perché gli altoparlanti hanno una impedenza Z che varia con la frequenza, e dipende anche dalle casse entro cui sono montati; con un elevato tasso di controreazione questi effetti sono molto ridotti. Nel caso dell'alimentatore stabilizzato o dell'amplificatore Hi-Fi, la resistenza interna sembra molto bassa, abbiamo detto « artificialmente »; infatti il rendimento, inteso come rapporto tra potenza erogata e potenza assorbita (P_{out}/P_{in}) è sempre ben lontano dal 90 % del trasformatore, e in alcuni casi è particolarmente basso.
L'adattamento è invece sempre rispettato nei circuiti RF poiché si desidera il massimo trasferimento di energia. Nel caso di una antenna, questa si comporta da generatore quando viene usata per ricevere; il carico è rappresentato dai circuiti di entrata del ricevitore. In trasmissione, invece, il Tx è il generatore, e l'antenna diviene il carico. Facendo un po' di conti, si vede che spostamenti relativamente piccoli di impedenza non causano grosse riduzioni di potenza, né in ricezione, né in trasmissione, se si immagina il carico collegato direttamente, cioè senza la linea di trasmissione, che però è quasi sempre presente. Torneremo dopo su ciò, e parleremo del famigerato ROS (cruccio soprattutto dei principianti).
La questione dell'adattamento va tenuta ben presente anche negli accoppiamenti fra stadi. Ad esempio, è abbastanza comune vedere dei transistori collegati come in figura 3.
In questo circuito la Z (Z è simbolo dell'impedenza) in uscita da Q_1 non è nota; essa è data da R_1 in parallelo alla resistenza interna di Q_1 che è però abbastanza alta; quindi la Z risulterà poco inferiore a R_1. Il carico è la base di Q_2, che ha un

comportamento assai variabile. Se Q_2 non è in conduzione, la Z è alta; appena inizia a scorrere la corrente di base (I_b) la Z scende a valori estremamente bassi.

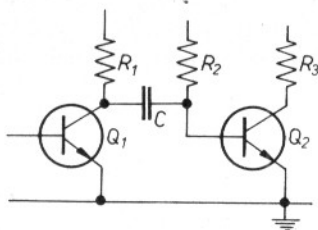



figura 3

Transistor in cascata.

Tale comportamento non lineare rende anche difficile i calcoli relativi, ed è per questo che i transistori si devono considerare pilotati in corrente, non in tensione. Infatti la corrente disponibile per la base di Q_2 è, al limite, quella assorbita da Q_1 tramite R_1, dato che Q_1 può o essere interdetto, e in tal caso (trascurando C), la base di Q_2 riceve corrente tramite R_1 oppure Q_2 può arrivare alla saturazione e in tal caso la base di Q_2 non riceve più corrente (a parte quella di polarizzazione tramite R_2).

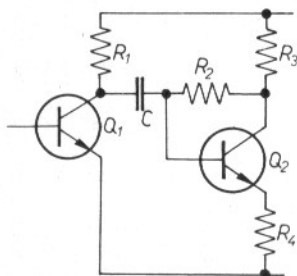



figura 4

Altro circuito tipico.

Passando al circuito di figura 4, ove è inserita R_4 sul circuito di emettitore, la Z di ingresso di Q_2 viene considerevolmente aumentata, e veniamo a trovare su R_4 (circa) le variazioni di tensione presenti sul collettore di Q_1, dato che Q_2 si comporta da « emitter follower » (si noti che manca, deliberatamente, qualsiasi condensatore in parallelo a R_4). Ma poiché la I che transita in R_4 transita anche in R_3 (meno la trascurabile I_b), avremo che il rapporto R_3/R_4 determina anche il guadagno in tensione dello stadio Q_2. Naturalmente questo discorso è valido se si usano elementi circuitali normali. La polarizzazione di Q_2, tramite R_2 collegata al collettore, è inferiore di quella ottenibile con R_2 unita al positivo, perché è presente una controreazione in continua che tende a stabilizzare il punto di lavoro di Q_2.

Adattamento e ROS

Torniamo ora al tema principale, con il traguardo del « ROS ».
Questa sigla significa « Rapporto Onde Stazionarie » e in inglese diviene « SWR » cioè « Standing Wave Ratio ».
Diciamo subito che la cosiddetta « onda riflessa » **non esiste;** è solo un'astrazione teorica cui i meno eruditi danno troppa importanza. Ho sentito una volta un OM che diceva che la potenza riflessa (dall'antenna) faceva arrossare le placche dei tubi finali. Questa è una vera aberrazione, perché non dobbiamo dimenticare che il Tx è un generatore, e il complesso cavo-antenna è il carico; punto e basta. Il carico potrà essere più o meno disadattato e quindi potrà assorbire più o meno potenza, **ma non la respinge indietro.** In uno scritto apparso su CQ americana nel mese di marzo '79 — W Vissers, K4KI, dice giustamente che parlare di onde in avanti e in ritorno è come pensare a un tubo pieno d'acqua; questa o va avanti o indietro, ma non può fare le due cose contemporaneamente!!

Vediamo adesso un piccolo esempio chiarificatore.
Torniamo alla figura 1, e supponiamo di applicare un carico diverso da 50 Ω. In figura 5 sono riportati i risultati dei calcoli (molto semplici); si vede che allontanandosi da 50 Ω, la potenza in uscita si riduce, ma non in modo eccessivo. Se poi il generatore è in qualche modo regolabile, si può compensare il minor trasferimento di energia.

R_L	W_{out}	ROS	R_{L2}	%
50	12,5	1	—	100
70	12,15	1,4	35,7	97
100	11,11	2	25	88,9
150	9,37	3	16,67	75

figura 5

Potenza in uscita al variare di R_L (i valori R_{L2} sono equivalenti ai fini del ROS e della potenza) nel circuito di figura 1.

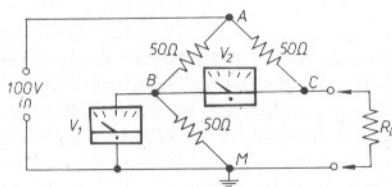



figura 6

Ponte di misura.

Esaminiamo ora la figura 6, ove è rappresentato un normale circuito ponte. Supponiamo di alimentarlo con 100 V all'entrata « in », cioè nel punto A; supponiamo anche che i due voltmetri abbiano alta resistenza interna e quindi il loro effetto viene trascurato. Il voltmetro V_1 segnerà 50, dato che le resistenze tra A e B e B e M sono uguali; nel punto B avremo appunto 50 V. Se $R_L = 50\ \Omega$, il voltmetro V_2 segnerà 0, dato che anche nel punto C, per lo stesso motivo, la tensione è di 50 V. Con questo circuito, la potenza assorbita è divisa ugualmente fra le quattro resistenze; in pratica ognuna dissipa 50 W, mentre la potenza totale assorbita è di 200 W.
Se R_L è variata in 150 Ω, la tensione nel punto C diviene pari a:

$$\frac{V \times R_L}{R_L + 50} = 100 \times \frac{150}{150 + 50}, \text{ cioè } 75\ \text{V}.$$

V_1 seguita a segnare 50, V_2 segna 25; in termini di ROS, ciò equivale a 3, e infatti 150 è tre volte maggiore di 50. Se R_L è fatta pari a 16,67, la tensione in C diviene: $100 \times (16,67 : 50 + 16,67) = 25$ V; e V_2 segna **ancora** 25. Guarda caso, 16,67 è pari a un terzo di 50, e il ROS è ancora pari a 3. Quindi il nostro ponte di figura 6 ci permette di misurare quale scostamento ha R_L rispetto al valore di 50, per il quale il ponte è equilibrato e V_2 segna zero. Rispetto al normale rosmetro, V_1 misura la potenza in uscita (Forward) e V_2 la potenza di « rientro » (Reflected), e il comportamento è equivalente. A questo punto, mi pare, risulta ben evidente che **non** c'è alcuna potenza riflessa; c'è solo una variazione di equilibrio e un minore assorbimento di potenza da parte di R_L. Per giunta, tutte le considerazioni fatte **valgono per la corrente continua.** Se ora immaginiamo di alimentare il ponte con RF, per esempio a 14 MHz, nulla cambia, a parte i voltmetri che devono essere in grado di funzionare in alternata. Mettendo al posto di R_L una reattanza, cioè un condensatore (o una induttanza), la tensione nel punto C viene ad essere sfasata e di livello tale che V_2 segna 50 (come V_1) con **ROS** infinito e, **si noti,** con assorbimento di potenza **zero** da parte di R_L, cioè del condensatore (o induttanza).

Per chi si chiede come mai V_2 segna 50 **indipendentemente** dal valore della reattanza, si può dire che se il condensatore C è perfetto, la corrente circolante nel braccio di destra del ponte genera due tensioni, su R e su C, sfasata esattamente di 90° tra loro; e se la reattanza di C è pari a 50, le due tensioni sono in anticipo o ritardo di 45° rispetto alla tensione in A (vedi figura 7) e la loro somma vettoriale dà la tensione V.

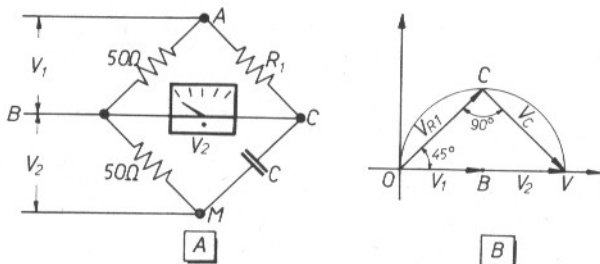



figura 7

Tensioni presenti su R e C.

Variando il valore della capacità, il punto C descrive la circonferenza 0CV, e poiché il nostro strumento V_2 è inserito tra il punto B e il punto C, la tensione indicata è **sempre** 50 qualunque sia il punto in cui C si viene a trovare. Infatti, la somma vettoriale delle due tensioni localizzate su R_1 e su C è costante, con un angolo di 90° fra loro.
Tornando a discorsi più elementari, abbiamo così visto che le indicazioni di V_1 e V_2 sono **uguali** a quelle che dà il rosmetro; ma è per noi più facile ragionare sul circuito di figura 6 che non sul circuito (ignoto) del rosmetro, ove si parla sempre di potenza riflessa, che, dovrebbe essere chiaro, non esiste. Esiste invece una indicazione di V_2 che ci dà una « misura » di quanto il carico si trova lontano dal valore ottimo di 50.
Se il carico non è troppo lontano da 50 Ω, oppure ha delle modeste componenti reattive, è possibile attuare un perfetto adattamento agendo sui comandi « Load » e « Plate » di cui sono forniti la grande maggioranza dei Tx valvolari. Nei più recenti apparati a stato solido questi comandi sono scomparsi e non è più possibile effettuare le regolazioni necessarie; si ricorre perciò agli « accordatori » o « adattatori » che sono in genere composti da un paio di variabili e una bobina di adeguate dimensioni. La semplificazione costruttiva del Tx si rivela perciò alquanto aleatoria; i due comandi soppressi nel Tx si ritrovano, aumentati a 3, nell'accordatore!

ROS e linee

Abbiamo finora parlato di carichi non adattati, immaginando che questi siano collegati direttamente al ponte di misura o al Tx. In pratica, però, l'antenna è sul terrazzo, e il Tx a una sensibile distanza. Tra i due viene interposta una « linea di trasmissione », molto spesso in cavo coassiale. La linea, in teoria, non altera il disadattamento esistente, anche se il comportamento varia a seconda dei casi. Supponiamo, ad esempio, di operare su 14 MHz e di interporre un cavo lungo esattamente mezz'onda tra il ponte di figura 6 e R_L (vedi figura 8).

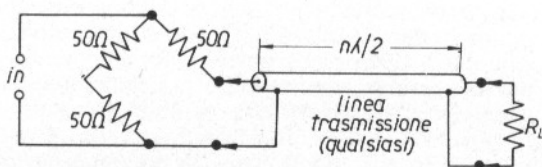



figura 8

Inserimento di una linea tra il ponte di figura 6 e carico.

Nulla varia, perché una linea lunga mezz'onda (o più multipli di mezz'onda) non cambia la situazione. Se la linea invece fosse solo di un quarto d'onda, essa si comporterebbe da trasformatore di impedenza; supponiamo di usare un cavo da 50 Ω, terminato su una R di 150 Ω. Chiamando Z_1 e Z_2 le impedenze agli estremi della linea e Z_c l'impedenza del cavo, vale la formula:

$$Z_1 \times Z_2 = Z_c^2$$

da cui:

$$Z_1 = \frac{Z_c^2}{Z_2} = \frac{50^2}{150} = 16{,}67.$$

Quindi un cavo lungo un quarto d'onda **trasforma** i 150 Ω in 16,67 Ω (o viceversa). In entrambi i casi il ROS è 1 : 3 e ciò conferma che la linea **non cambia** il ROS. Nei casi di lunghezze intermedie i calcoli sono molto più complessi e li lasciamo agli appassionati di matematica.

Perdite nella linea

La linea di trasmissione presenta delle perdite, dovute sia alla resistenza dei conduttori (e all'effetto pelle nel caso di RF) sia alle perdite nel dielettrico (isolante). Le perdite sono normalmente indicate nelle tabelle, ma sono anche misurabili se si dispone di un wattmetro e di un carico fittizio.
Quando la linea è terminata su di un carico diverso da quello previsto si creano le famose onde stazionarie. Con questa frase si intende dire che la tensione (e la corrente) presente lungo la linea non è costante, ma presenta dei massimi e dei minimi, intervallati in funzione della lunghezza d'onda. Ad ogni massimo di tensione corrisponde un minimo di corrente e viceversa (vedi figura 9).

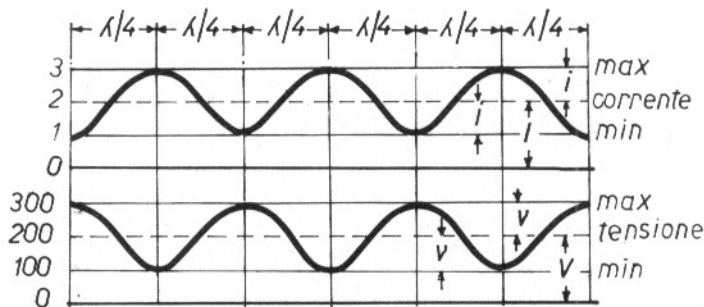



figura 9

Tensione e corrente su linea con ROS di 1 : 3.

Il rapporto tra l'ampiezza del massimo e del minimo è quello che chiamiamo ROS. Quindi se il ROS è 1, vuol dire che V è costante. Se è 1 : 3 vuol dire che il rapporto tra il minimo e il massimo è 1 a 3, ecc. ... La presenza di queste ondulazioni fa aumentare le perdite nella linea in modo tanto più marcato quanto più elevato è il ROS; e poiché le perdite aumentano anche con la frequenza di lavoro, ne viene che soprattutto alle frequenze più elevate si deve tener d'occhio il ROS.
Riepilogando, noi abbiamo in successione: Tx - linea - antenna.
Se la linea è da 50 Ω e l'antenna si scosta da questo valore, si creano delle onde stazionarie nella linea che fanno aumentare le perdite. Inoltre il Tx può avere difficoltà a erogare la potenza prevista. Se il rosmetro è inserito tra linea e antenna noi leggiamo il ROS esatto (ammesso che il rosmetro dica la verità), ma se lo inseriamo tra Tx e linea le indicazioni saranno, in genere, inferiori alla realtà, cioè più ottimistiche.

Il famoso accordatore dovrebbe essere inserito tra linea e antenna; in tal modo la linea verrebbe a lavorare senza onde stazionarie. Inserito invece tra Tx e linea, realizza un buon adattamento tra questi due elementi, ma le onde stazionarie lungo la linea restano **tali e quali.**
Se vogliamo verificare il funzionamento del rosmetro possiamo effettuare le due prove indicate in figura 10 e 11.

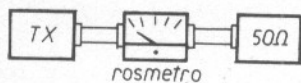



figura 10

Prova del rosmetro su carico di 50 Ω.

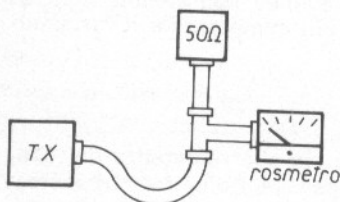



figura 11

Prova del rosmetro su circuito aperto.

In figura 10 inseriamo il rosmetro tra Tx e un carico fittizio da 50 Ω. La potenza « riflessa » deve risultare zero.
In figura 11 si usa una derivazione a T connessa a un attacco del rosmetro e anche al carico di 50 Ω. Nelle due posizioni (avanti-indietro) del rosmetro si dovrà ottenere la stessa deviazione dell'ago (a fondo scala, agendo sull'apposito comando); in tal caso, infatti, il ROS è infinito.

NOTA (per i più esperti)

L'affermazione che non esiste l'onda riflessa potrebbe essere facilmente smentita dalla considerazione che, inviando un breve impulso in una linea, si riceve, di ritorno, un impulso, se la linea non è terminata correttamente; tale tecnica, impiegata correntemente in campo professionale nei collaudi dei cavi coassiali, permette sia di controllare eventuali discontinuità, anche modeste, sia di localizzare i guasti (misurando il tempo trascorso tra l'invio dell'impulso e il ritorno della riflessione).
La discordanza viene però meno se si tiene conto che tutti i discorsi fatti si riferiscono a tensioni alternate **sinusoidali,** e la sovrapposizione di tensioni sinusoidali (di pari frequenza) genera ancora una tensione sinusoidale. Effettivamente nel caso del singolo impulso (per definizione **non** sinusoidale) siamo nel campo delle onde progressive, mentre nel caso di Tx/linea/antenna siamo nel campo delle onde stazionarie (si veda: Malatesta, Elementi di Elettronica e Radiotecnica, volume secondo, pagina 363 e seguenti).

mini-termometro digitale

I2BOI, Arminio Venè

Mi riferisco all'articolo sullo stesso soggetto pubblicato sul n. 1/1976 di **cq elettronica:** da allora l'industria ci ha offerto molte cose nuove: sopra tutto integrati... e integrati.
In particolare è disponibile da un paio di anni un cmos della Intersil dalla cui documentazione sono stati tratti gli elementi fondamentali per questa applicazione che con pochi componenti esterni consente di realizzare un completo voltmetro digitale.
L'Intersil **ICL7107** contiene tutta la parte analogica, la conversione della misura in digitale e quindi tutta la parte digitale fino alla amplificazione dei segnali di comando dei segmenti dei displays (3½).
Inutile aggiungere che, pur essendo uguale il principio di funzionamento, la realizzazione è molto sofisticata e quindi i risultati di gran lunga superiori:

- controllo automatico dello zero;
- elevata stabilità rispetto alla temperatura di lavoro;
- perfetta ripetibilità della lettura a parità di condizioni.

Il tutto ottenuto con un procedimento di trasformazione da grandezza analogica a digitale a tre fasi: azzeramento automatico, integrazione del segnale da misurare, integrazione di una tensione interna di riferimento. Anche qui c'è un tempo di conteggio — che darà luogo a una visualizzazione proporzionale — correlato alla grandezza del segnale da misurare, c'è un riconoscitore di polarità, ci sono vari circuiti che utilizzando un generatore di « clock » povvedono alla generazione di tutti i segnali che, con varia tempificazione, presiedono alle sequenze logiche necessarie.
La parte digitale è un vero e proprio contatore con tre divisori per 10 che consentono la visualizzazione delle unità, decine, centinaia e il riporto per la cifra 1 delle migliaia; il contatore è poi completato dalle memorie, dalle decodifiche a 7 segmenti e relativi amplificatori (carico max per segmento 8 mA).
Veniamo ora al circuito, e riferiamoci all'applicazione tipica — figura 1 — suggerita dalla Casa per la configurazione a voltmetro con 200,0 mV fondo scala.

Esaminiamo i circuiti esterni collegati ai terminali:

- 40, 39, 38: sono i componenti dell'oscillatore che fornisce il segnale di « clock »: con i valori indicati la frequenza è di circa 48 kHz e consente circa tre letture al secondo.

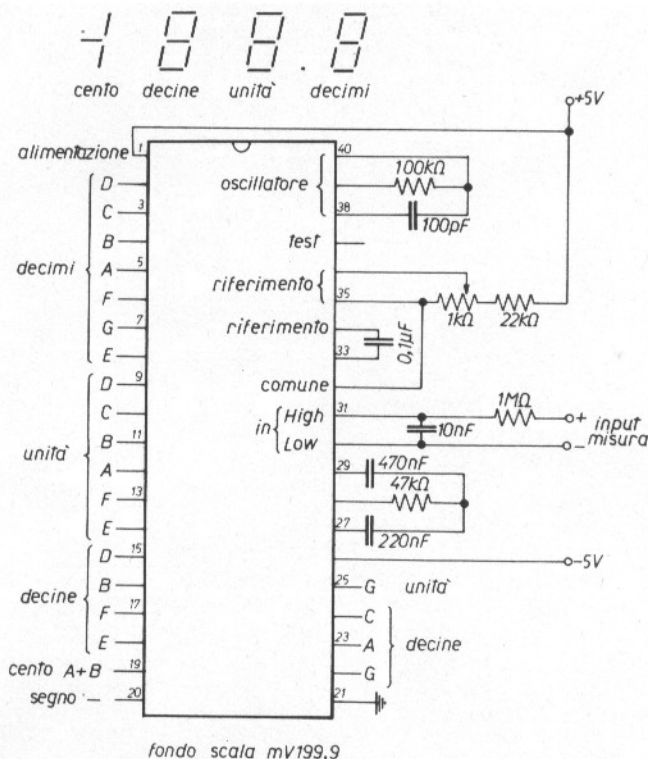



figura 1

- 37: se collegato al + 5, consente il test dei segmenti.
- 36, 35: costituiscono il partitore con il quale viene fissata la tensione di riferimento. Questa può essere sostituita da una tensione esterna qualora le alimentazioni siano diverse da quanto previsto dallo schema tipo (+ 5 V e — 5 V) e quindi eventualmente non sufficienti a generare la tensione interna di riferimento. La tensione che si stabilisce tra i piedini 36 e 35 definisce la scala di lettura: variandola, si varia la proporzione tra la tensione misurata e quella di riferimento, quindi il tempo di conteggio, quindi il numero di cicli contati e visualizzati.
- 34, 33: si tratta di una capacità, necessariamente stabile e quindi deve essere di ottima qualità, per le fasi di integrazione e comparazione.
- 32: è il comune della tensione interna di riferimento.
- 31, 30: terminali di ingresso per la misura.
- 27, 28, 29: collegano i componenti esterni dei circuiti analogici di integrazione e azzeramento.

Gli altri piedini collegano le tensioni di alimentazione e i segmenti dei display.

Vediamo ora le variazioni introdotte per ottenere il nostro termometro: figura 2.

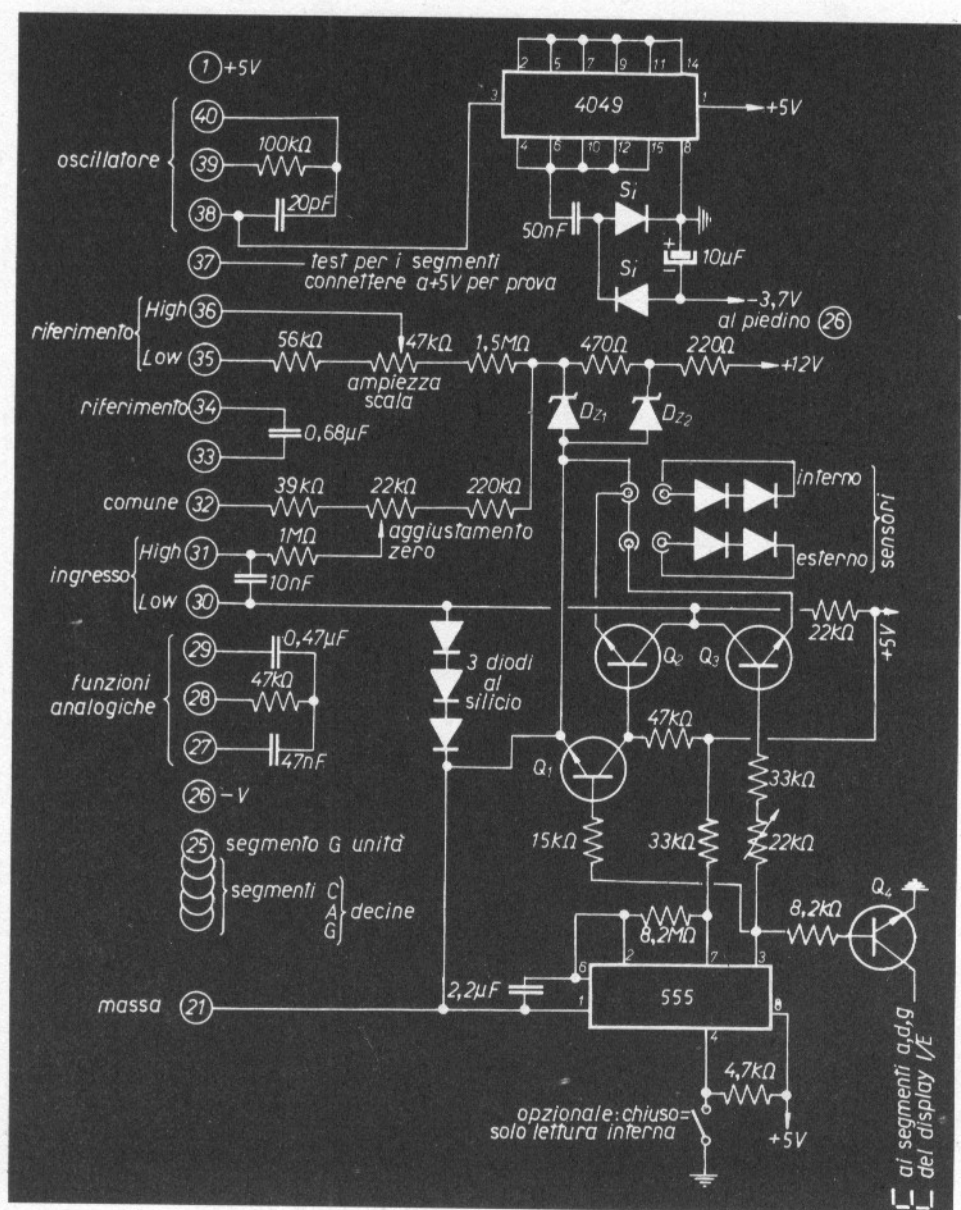



figura 2

D_{z1}, D_{z2} zener con V_z compresa tra { 4 e 6 V / 7 e 9 V

I piedini 2 ÷ 8 sono da collegare ai segmenti dei decimi
I piedini 9 ÷ 14 e 25 sono da collegare ai segmenti delle unità
I piedini 15 ÷ 18 e 22 ÷ 24 sono da collegare ai segmenti delle decine; il piedino 19 non si collega
$Q_1 \div Q_4$ sono NPN da commutazione oppure BC107, BC108, etc.

Si è voluta utilizzare una sola tensione di alimentazione (+ 5 V) derivandola da una sorgente di circa 12 V; ciò per semplicità e per un eventuale utilizzo su auto. Di conseguenza il riferimento interno non è sufficiente e lo si provvede quindi con D_{z1} (scegliere uno zener con bassa impedenza dinamica: i valori più stabili al variare della temperatura sono di circa 1,3 o 5 V). Disponendo di uno zener buono a bassa tensione, tipo LM113, LM129, LM136, etc., il punto A sullo schema poteva essere collegato al + 5 V stabilizzato evitando D_{z2} e la resistenza di 220 Ω; ovviamente, in tal caso, si dovrebbero adattare anche i valori dei partitori per le tensioni ai piedini 36 e 31.
Per fornire comunque una tensione negativa al 7107 la si genera con l'aiuto di un Cmos 4049 (o 4009 o 4050) che amplifica un segnale ad alta frequenza prelevato sull'oscillatore del 7107 stesso, lo raddrizza duplicandolo e fornisce un po' più di — 3 V, figura 3.

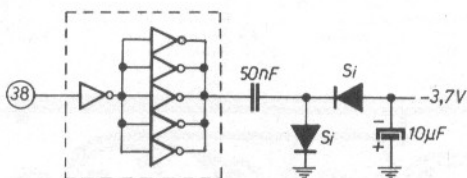
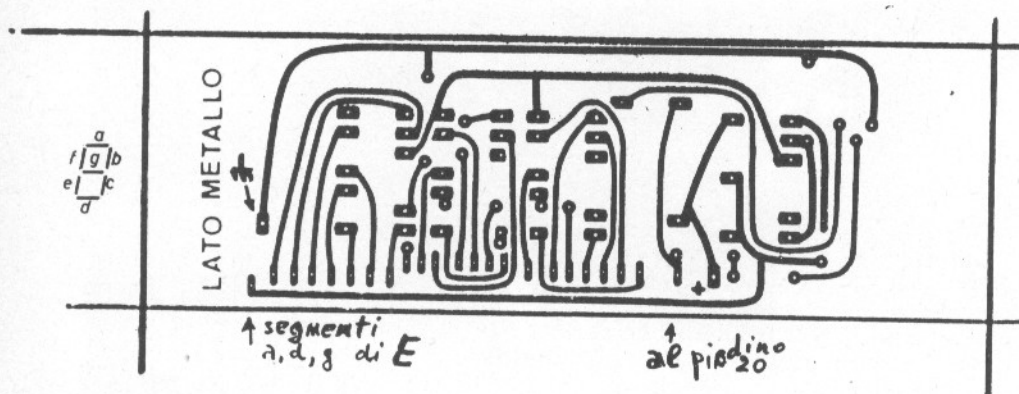
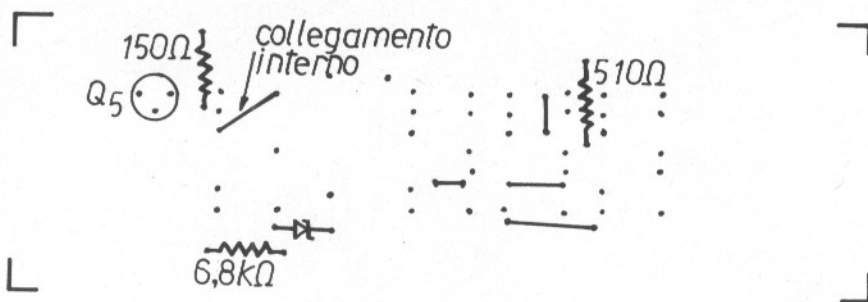



figura 3

Per far sì che la variazione della lettura sia in proporzione diretta con la variazione della temperatura (la tensione ai capi dei sensori varia in modo inverso), si utilizzano gli ingressi « high » e « low » invertendoli; per variare il riferimento della scala di lettura (non la proporzione), diciamo per fissare lo 0°, si applica una tensione fissa al piedino 31, aggiustandola con il partitore 39 kΩ, potenziometro da 22 kΩ, 220 kΩ.
I transistori Q_1, Q_2, Q_3 servono a commutare due diversi sensori, per esempio per la lettura della temperatura esterna e interna e Q_4 fa accendere i segmenti « a, d, g » di un display i cui segmenti « e, f » sono sempre accesi: si passa così dall'indicazione di una I (Interno) a una E (Esterno).
L'ideale sarebbe poter sincronizzare la commutazione con l'inizio di un ciclo di misura, onde non falsare l'ultima lettura di una serie e la prima della successiva: siccome ciò è realizzabile ma troppo complicato, ho preferito accelerare il ritmo delle letture, portandolo a circa 15 al sec e utilizzando dei tempi abbastanza lunghi per le serie di letture interne o esterne: con i valori indicati le sequenze sono di circa 12 sec l'una. Tali tempi sono facilmente variabili adattando i valori (8,2 MΩ e 2,2 µF) che, concorrono a definire la costante di tempo dell'astabile costruito sul timer 555.
La frequenza del « clock » di base si modifica invece variando la capacità collegata al piedino 38, lasciando inalterata la resistenza da 100 kΩ.
In funzione di queste variazioni altri valori sono stati cambiati, rispetto al circuito base, per ottimizzare il funzionamento delle varie fasi del processo di lettura.

Il circuito stampato che ho realizzato include anche i collegamenti per l'alimentazione in c.a., ma in modo tale che possano essere esclusi segando il pezzetto corrispondente di circuito nel caso si disponga (per esempio in auto) già di un 12 ÷ 14 V_{cc}.

Circuito stampato displays

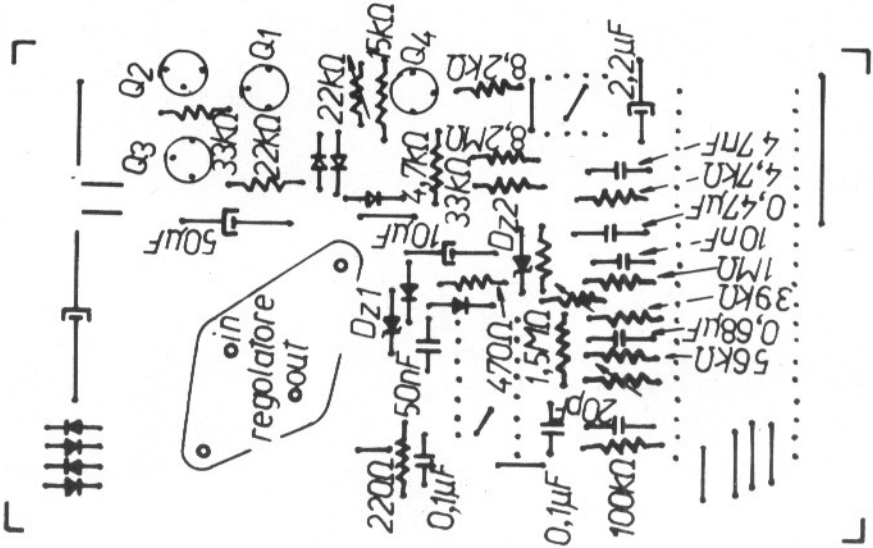
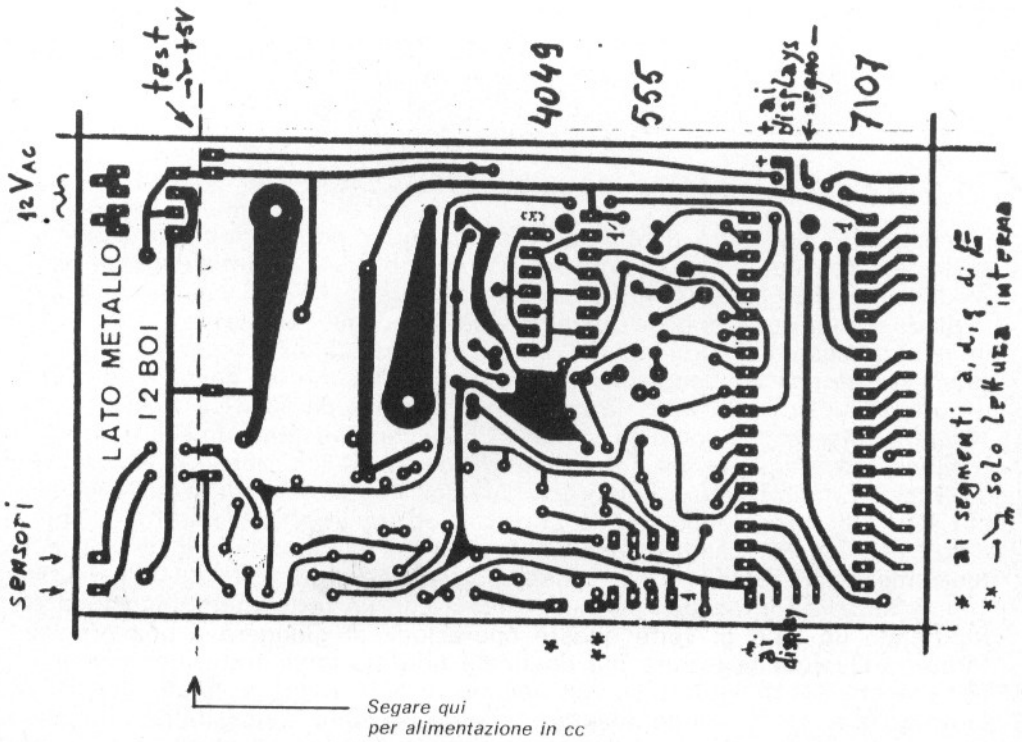
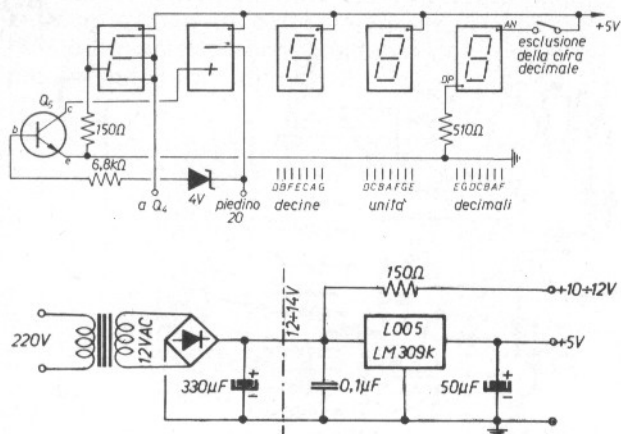
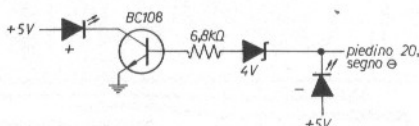
Segare qui
per alimentazione in cc

Alimentatore

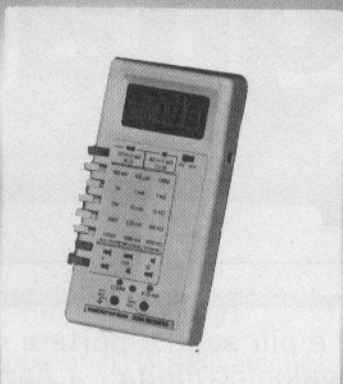
figura 4

Display 14 piedini « Dual-in-line »

piedino	segmento
1	a
2	f
3	anodo
4	non collegato
5	non collegato
6	punto decimale (« virgola » italiana)
7	e
8	d
9	non collegato
10	c
11	g
12	non collegato
13	b
14	anodo

Sul circuito dei displays, che viene illustrato in figura 4, ma che ognuno potrà realizzare come vuole in funzione dei led che preferisce (sempre anodo comune!) andrà montato un transistor per il comando del segno +, ove ciò sia desiderato da chi non dia per scontato che l'assenza del segno —, il solo comandato dal 7107, sta a significare una temperatura positiva (figura 5).

figura 5

I sensori: io ho usato quelli del vecchio termometro, cioè due diodi in serie, ma per questo strumento — più sensibile — è sufficiente un solo diodo (tipo 1N914 o 1N4148) oppure un transistor NPN al silicio collegato a diodo (collettore e base insieme costituiscono l'anodo).
In questo caso l'escursione del potenziometro da 22 kΩ per la taratura (vedi sotto) non consente una escursione sufficiente: si dovrà modificare il potenziometro in 50 kΩ e la resistenza in serie da 33 kΩ a 15 kΩ.
Taratura: niente di nuovo; le sonde si bilanceranno tenendole alla stessa temperatura e agendo sul potenziometro da 22 kΩ sulla base di Q_3, quindi si procederà alla taratura immergendone una in soluzione di acqua e ghiaccio (0,0 °C) e regolando per la corretta lettura il potenziometro sul piedino 31. Si passa quindi a regolare l'ampiezza della scala, agendo sul potenziometro sul piedino 36, leggendo la temperatura rilevata con l'altra sonda, immersa in acqua calda controllata con un termometro tipo febbre. Ripetendo un paio di volte queste operazioni, si giungerà a una precisa taratura. Qualora la lettura del decimale non sia desiderata, per esempio per l'incertezza di lettura (± un decimo di °C) dovuta a eventuale instabilità della temperatura da misurare, è stata prevista la possibilità di escludere il display dei decimi e relativo punto decimale.
Per maggiori dettagli sul principio di funzionamento e su varie altre considerazioni, ci si può riferire al citato articolo o alla documentazione tecnica Intersil. Buon lavoro!

La sabtronics INTERNATIONAL INC. leader nel settore della strumentazione digitale, vi presenta i suoi nuovi strumenti:

DMM 2010

CARATTERISTICHE GENERALI

Impedenza di ingresso	: 10 MΩ su tutte le portate in alternata 10 MΩ/100 pF
Prova diodi	: portata 2 K corrente 1 mA portata 200 K corr. 10 μA portata 20 M corr. 100 nA
Protezione a sovratensioni	: 1200 V cc o picco ca tranne le portate basse con 250 V
Protezione a sovraccarico	: ingresso corrente 200 mA con fusibile 250 mA
Protezione in Ohm	: almeno 250 V cc o picco ca
Risp. di freq.	: da 40 Hz a 40 KHz
Display	: LED 3 cifre e 1/2 da 9,2 mm
Alimentazione	: 4 pile mezzatorcia o con alimentatore 9-12 V/120 mA
Dimensioni	: mm 203 x 165 x 76
Peso	: kg. 0,68 senza pile

FUNZIONE	P.	MISURE	Accuratezza
Volt cc	5	100 μV a 1000 V	±(0,1% + 1 d.)
Volt ca	5	100 μV a 1000 V	±(0,5% + 1 d.)
Corr. cc	6	0,1 μA a 10 A	±(0,1% + 1 d.)
Corr. ca	6	0,1 μA a 10 A	±(0,5% + 1 d.)
Low Ohm	3	0,1 Ω a 2 MΩ	±(0,1% + 1 d.)
Hi Ohm	3	1 Ω a 20 MΩ	±(0,1% + 1 d.)

PREZZO IN KIT: £. 148.000
ASSEMBLATO: £. 174.000
. Accessori: Sonda Touch and Hold che "congela" la lettura £. 29.000

DMM 2035

CARATTERISTICHE GENERALI

Impedenza di ingresso	: 10 MΩ su tutte le portate in ca 10 MΩ-10 pF
Protezione a sovratensioni	: 1000 V cc o RMS su tutte le portate
Protezione a sovraccarichi	: con fusibile 2A/250 V su tutte le portate
Protez. Ohm	: 250 V cc o picco su tutte le portate
Risposta in frequenza	: da 40 Hz a 5 KHz
Display	: 3 cifre e 1/2 LCD da 13 mm.
Alimentazione	: pila 9 V o esterna
Durata pila	: 200 ore con tipo alcalino
Dimensioni	: mm 89 x 168 x 41
Peso senza pila	: 310 grammi

FUNZIONE	P.	MISURE	Accuratezza
Volt cc	5	100 μV a 1000 V	±(0,1% + 1 d.)
Volt ac	5	100 μV a 1000 V	±(0,3% + 1 d.)
Corr. cc	5	0,1 μA a 2 A	±(0,3% + 1 d.)
Corr. ca	5	0,1 μA a 2 A	±(0,7% + 2 d.)
Low-Ohm	6	0,1 Ω a 20 MΩ	±(0,2% + 1 d.
Hi-Ohm	6	0,1 Ω a 20 MΩ	±(0,2% + 1 d.)

PREZZO IN KIT: £. 122.000
ASSEMBLATO: £. 148.000

FC 8110/8610

SPECIFICHE TECNICHE

Frequenza (Mod. 8610)	: 20 HZ - 600 MHz garantita : 10 Hz - 750 MHz tipica
Frequenza (Mod. 8110)	: 20 Hz - 100 MHz garantita : 10 Hz - 105 MHz tipica
Impedenza di ingresso	: 1 MΩ/100pF sino a 100 MHz : 50 Ω nom. 100MHz-600MHz
Sensibilità	: 10 Hz-100 MHz 10mV RMS : 100 MHz-450 MHz 70 mV : 450 MHz-600 MHz 150 mV
Protezione di ingresso	: 150 V-20 Hz a 10 KHz : 90 V-10 KHz a 2 MHz : 30 V-2 MHz a 100 MHz : 4 V-100 MHz a 600 MHz
Cadenza di campionatura	: 0,1 sec.-1 sec.-10 sec. selezionabile
Display	: LED a 8 cifre con indicazione di overflow e attività del gate
Risoluzione	: 0,1 Hz sino a 10 MHz-1 Hz sino a 100 MHz-10 Hz sino a 600 MHz
Base dei tempi	: 10,000 MHz TCXO
Stabilità	: ± 0,1 ppm/°C
Invecchiamento	: <5 ppm/anno
Alimentazione	: 4 pile mezzatorcia o alimentatore est. 9-12 V/300 mA
Dimensioni	: mm. 203x165x76
Peso	: kg. 0,54 senza pile

8110 IN KIT £. 139.000
8610 IN KIT £. 182.000
8610 ASSEMBLATO £. 208.000
Sonda 1:1 £. 20.000
Sonda 1:10 £. 26.000
Sonda 1:1 e 1:10 £. 32.500

RICHIEDETELI AI RIVENDITORI O SCRIVENDO O TELEFONANDO DIRETTAMENTE A:

Via Angiolina, 23 — 34170 Gorizia — Tel. 0481/30.90.9

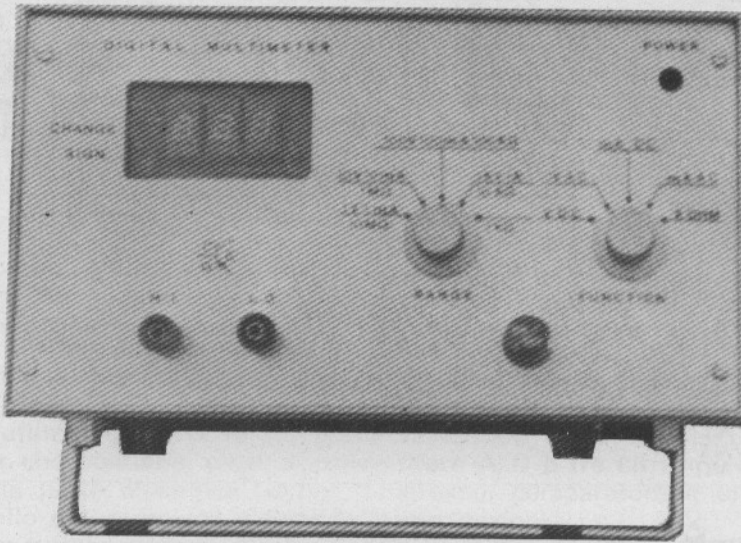
multimetro digitale

Carlo Giaconia

Già da un paio d'anni e più sono a portata dello sperimentatore i primi convertitori analogico-digitali a basso costo.
Uno dei più interessanti e sempre moderno è lo LD130 della Siliconix, che unisce agli altri che vedremo anche il pregio di essere economico.
Con questo integrato, avvalendomi della esauriente documentazione tecnica fornita dalla Casa, ho realizzato un multimetro digitale con le seguenti caratteristiche:

- **impedenza d'ingresso** — 10 MΩ su tutte le portate voltmetriche
- **precisione** — 0,1 % della lettura ± 1
- **cifre** — 3
- **polarità** — accensione automatica del led « meno »
- **overrange** — automatico (lampeggio del display)
- **virgola** — posizionamento automatico
- **ritmo di lettura** — 3 letture/sec (circa)
- **metodo di conversione A/D** — « Quantized Feedback »
- **campi di misura** — 5
- **portate** — 21
- **semiconduttori impiegati** — 10 integrati, 5 transistori, 1 fet, 5 diodi, 2 led, 3 display a 7 segmenti, 1 ponte.

I campi e le portate sono così suddivisi:

	V_{AC} e V_{DC}	fs	A_{AC} e A_{DC}	fs	Ω	fs
1)	1 V	999 mV	1 mA	999 μA	10 MΩ	9,99 MΩ
2)	10 V	9,99 V	10 mA	9,99 mA	1 MΩ	999 kΩ
3)	100 V	99,9 V	100 mA	99,9 mA	100 kΩ	99,9 kΩ
4)	1 kV	999 V	1 A	999 mA	10 kΩ	9,99 kΩ
5)	—	—	—	—	1 kΩ	999 Ω

Le figure 1, 2, 3, 4, 5 mostrano rispettivamente gli schemi elettrici del **voltmetro-base,** del **convertitore R-T,** del **convertitore CA-CC,** lo **schema delle commutazioni,** l'**alimentatore stabilizzato.**

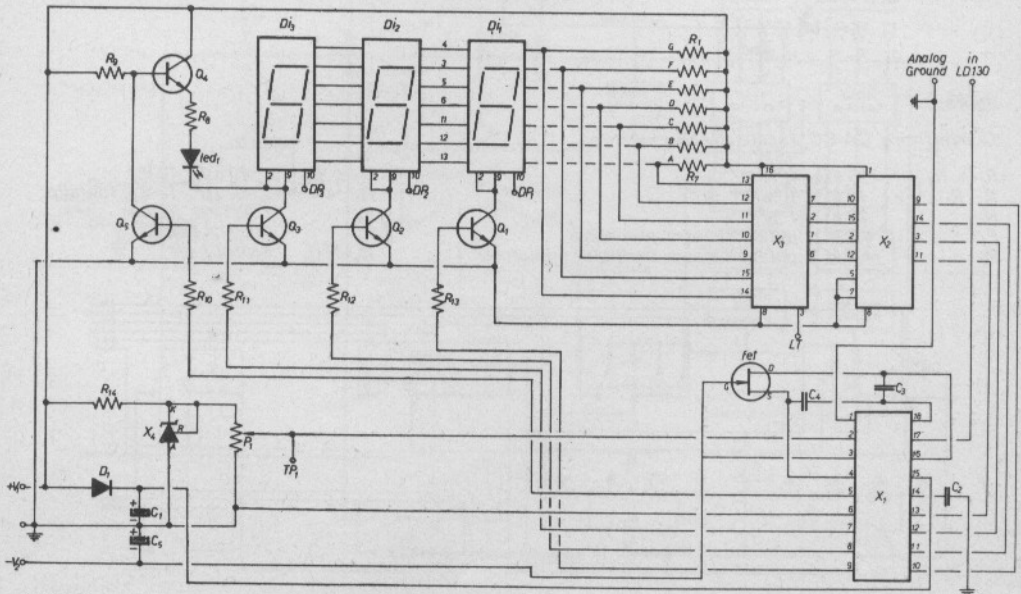



figura 1

Voltmetro base.

R_1, R_7	390 Ω
R_8	470 Ω
R_9	10 kΩ
R_{10}, R_{13}	15 kΩ
R_{14}	220 Ω
P_1	2 kΩ, potenziometro multigiri miniatura
C_1, C_5	4,7 μF, 12 V_L
C_2	1.500 pF
C_3, C_4	0,068 μF

D_1	1N914
led_1	MV5007 Monsanto
$Q_1 \div Q_5$	BC109C
fet	2N3819
$Di_1 \div Di_3$	TIL313 Texas
X_1	LD130 Siliconix
X_2	CD4050AE RCA
X_3	SN7448N Texas
X_4	TLC430 Texas

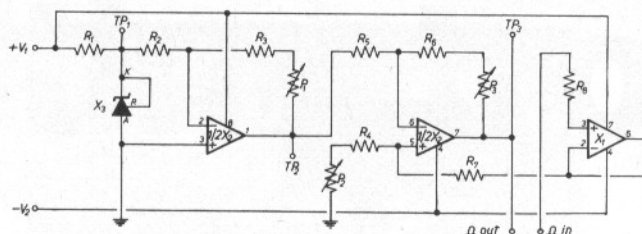



figura 2

Convertitore Resistenza-Tensione.

R_1	180 Ω	P_1	1 kΩ, potenziometro multigiri miniatura
R_2	10 kΩ, 1 %	P_2, P_3	500 Ω, potenziometro miniatura
R_3	3,3 kΩ, 1 %		
R_4	9,87 kΩ, 1 %	X_1	CA3140T RCA
R_5	10 kΩ, 1 %	X_2	72L022 Texas
R_6	9,87 kΩ, 1 %	X_3	TLC430 Texas
R_7	10 kΩ, 1 %		
R_8	4,7 MΩ		

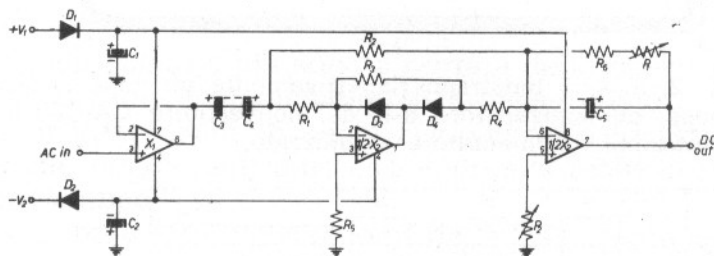



figura 3

Convertitore CA-CC (scala RMS).

$R_1 \div R_3$	20 kΩ, 1 %	$C_1 \div C_4$	4,7 μF, 12 V_L
R_4, R_5	10 kΩ, 1 %	C_5	4,7 μF, 12 V_L, tantalio
R_6	20 kΩ, 1 %	X_1	CA3140T RCA
P_1	4,7 kΩ, potenziometro miniatura	X_2	72L022 Texas
P_2	4,7 kΩ, potenziometro multigiri miniatura	$D_1 \div D_4$	1N914

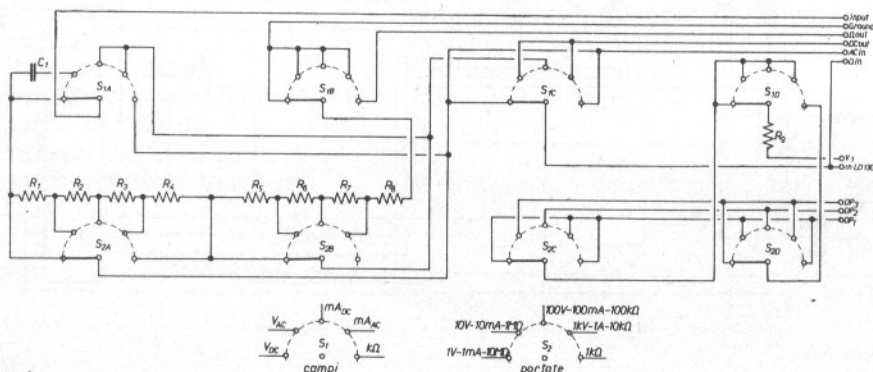



figura 4

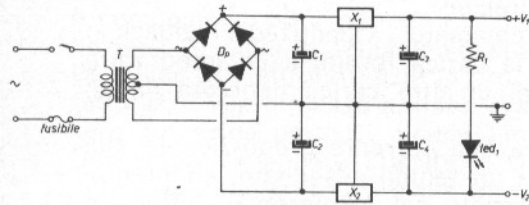
Schema delle commutazioni e partitore d'ingresso.

R_1	9 MΩ	R_7	9 Ω, 1 W
R_2	900 kΩ	R_8	1 Ω, 2 W
R_3	90 kΩ	tutte al 1 % o migliori	
R_4	9 kΩ	R_9	470 Ω
R_5	900 Ω	C_1	0,47 μF, 1 kV
R_6	90 Ω	S_1, S_2	commutatori rotativi 4 vie, 5 posizioni

figura 5

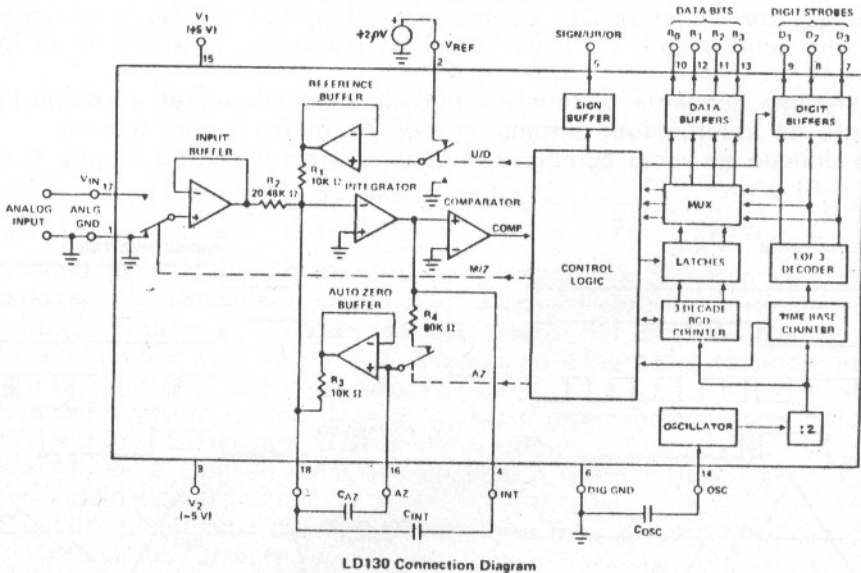
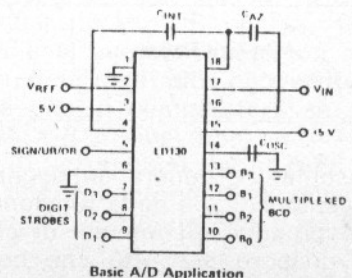
Alimentatore.

R_1	820 Ω
C_1, C_2	500 µF, 15 V_l
C_3, C_4	100 µF, 12 V_l
T_1	trasformatore alimentazione ingresso 220 V, uscita ± 9 V tipo HT/3731-07 GBC
X_1	µA7805 (senza dissipatore)
X_2	µA7905 (senza dissipatore)
D_p	ponte diodi raddrizzatori 40 V, 200 mA
led_1	qualsiasi tipo

* * *

Iniziamo la descrizione del circuito del **multimetro digitale**, partendo dal convertitore A/D.
Esso utilizza un circuito integrato monolitico cmos tipo LD130 della Siliconix che contiene, oltre al convertitore A/D a tre cifre multiplex anche tutta la parte analogica: buffer d'ingresso, comparatore e una logica di controllo che provvede a tutte le commutazioni.
Questo tuttora modernissimo circuito integrato diventa pronto a funzionare con la semplice aggiunta di tre condensatori, una tensione di riferimento e, naturalmente, della doppia alimentazione.
Vediamo in figura 6 lo schema a blocchi e la disposizione dei terminali.

LD130 Connection Diagram

figura 6

Basic A/D Application

Il principio di funzionamento differisce da quello classico detto « a doppia rampa », è più complesso ma più preciso.
La Siliconix, che lo ha introdotto, lo ha chiamato « Quantized Feedback »: esso si basa sul principio di annullare la carica fornita a un integratore dalla tensione di ingresso per mezzo di un'altra carica generata da un circuito di riferimento.
Praticamente: il buffer d'ingresso genera una corrente proporzionale alla tensione V_{in}; questa viene applicata, per un tempo assegnato, all'integratore; contemporaneamente il circuito formato dal « Reference Buffer » e dall'« Auto-Zero Buffer » genera due correnti di verso opposto, una delle quali, a seconda della polarità di V_{in} rispetto a massa, e quindi a seconda del comando del comparatore, viene portata in opposizione alla corrente d'ingresso per lo stesso tempo cercando di annullarla e di tenere a zero l'uscita dell'integratore.
Vediamo in dettaglio questa operazione.
Per potere disporre di due correnti eguali ma di verso opposto sarebbero necessarie due sorgenti di riferimento distinte di opposte polarità ma esattamente eguali in valore assoluto rispetto alla massa analogica; ciò porterebbe a una notevole complicazione del circuito e non risolverebbe il problema dell'azzeramento manuale delle eventuali tensioni di offset degli operazionali della parte analogica. La Siliconix ha superato il problema in modo semplice e ingegnoso: la sorgente di riferimento è una sola, prima però di iniziare la misura vera e propria, il circuito si « costruisce » una seconda tensione di riferimento, letta rispetto allo zero analogico e la immagina sul condensatore C_{AZ}; questa nuova tensione di riferimento servirà per una sola misura, verrà poi annullata e ricreata al prossimo ciclo di misura.
Questo sistema consente di tenere conto di eventuali offset e comporta ovviamente un azzeramento automatico del Voltmetro a ogni misura.
Vediamo dunque un ciclo completo di azzeramento e misura (figura 6 e figure 7 e 8).

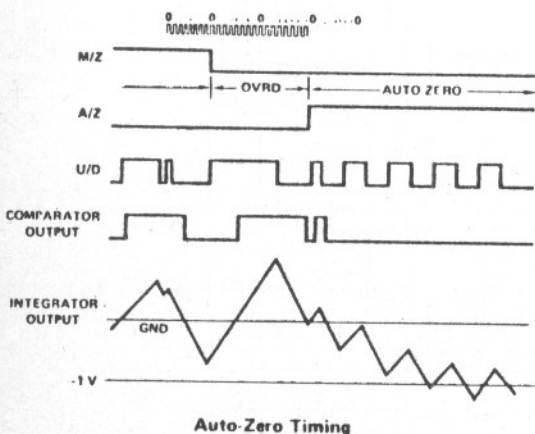



figura 7

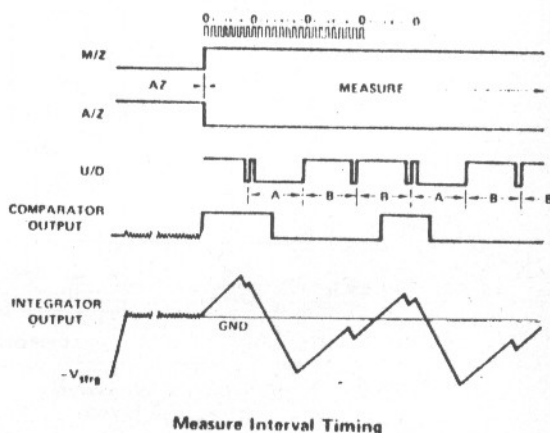



figura 8

L'oscillatore genera un segnale la cui frequenza è determinata dal condensatore C_{osc} e dalla tensione V_1, segue uno squadratore divisore per due che produce gli impulsi di clock (che per brevità chiameremo « i_{clk} ») e un divisore per otto che comanda dei particolari cicli detti « ottetti ».

Un ciclo completo consta di due intervalli fondamentali: di **Auto-Zero** e di **Misura:** il primo dura 1024 i_{clk}, il secondo 2048; in totale quindi un ciclo è composto di 3072 periodi.
Iniziamo il ciclo e seguiamolo sulle figure 6, 7, 8.
La logica di controllo inizia la procedura di azzeramento chiudendo il contatto M/Z verso massa e, dopo avere atteso che tutti i contatori vadano a zero (override period), chiude l'interruttore AZ.
Contemporaneamente l'uscita U/D viene commutata ogni 4 i_{clk} su e giù per tempi eguali (duty cycle 50 %). La chiusura dell'interruttore AZ ha creato un anello chiuso tra l'integratore e il buffer di Auto-Zero; l'equilibrio sarà raggiunto quando la tensione all'ingresso dell'integratore dovuta alla corrente (media) $0{,}5\,V_{ref}/R_1$ sarà eguale a V_{AZ}/R_3 ovvero:

$$\frac{1}{2}\frac{V_{ref}}{R_1} + \frac{V_{AZ}}{R_3} = 0 \qquad \text{con } R_1 = R_3$$

da cui:

$$V_{AZ} = -\frac{1}{2} V_{ref} = -1\ \text{V}.$$

Dopo un certo tempo questa condizione sarà certamente raggiunta e questa nuova tensione di riferimento di — 1 V immagazzinata sul condensatore C_{AZ}.
Abbiamo così a disposizione due correnti di riferimento:
1) Interruttore U/D su Up: all'integratore viene fornita la corrente:

$$I_{Up} = I_1 + I_3 = -\frac{V_{ref}}{R_1} + \frac{V_{AZ}}{R_3} = -\frac{V_{ref}/2}{R_1}$$

$$I_{Down} = 0 + I_3 = \frac{V_{AZ}}{R_3} = \frac{V_{ref}/2}{R_3}.$$

Essendo $R_1 = R_3$ queste correnti sono eguali ma di verso opposto.
La logica di controllo riporta quindi a zero l'uscita dell'integratore (che oscillava attorno a — 1 V) e attende l'inizio del ciclo di misura.
Il commutatore M/Z va su M e la tensione d'ingresso, cadendo su R_2, genera una corrente che va a caricare C_{int}.
Dopo un « ottetto », cioè dopo 8 i_{clk}, viene interrogato il comparatore che, se è « alto » comanderà U/D a stare « Down » 7 i_{clk} e « Up » 1 i_{clk} (ciclo tipo A), se è « basso » comanderà U/D a stare « Up » 7 i_{clk} e « Down » 1 i_{clk} (ciclo tipo B).
In media quindi un ciclo tipo A comporta 6 i_{clk} di corrente I_U, e un ciclo tipo B 6 i_{clk} di corrente I_D.
La carica che è stata fornita da V_{in} e che al massimo può essere in modulo $V_{in\,max}/R_2 \cdot 8/f_{clock}$ è sempre minore della quantità $V_{ref}/2\,R_1 \cdot 6/f_{clock}$ (se non lo fosse V_{in} sarebbe maggiore di un volt e si avrebbe subito un avvertimento di overload, non alla fine del ciclo come negli altri convertitori A/D) l'uscita dell'integratore allora cambia segno, il comparatore se ne accorge e inverte U/D cambiando ciclo (da A a B o viceversa).
Un contatore Up-Down viene intanto caricato di sei impulsi da un ciclo A e scaricato di altrettanti da un ciclo B, alla fine dell'intervallo di misura basterà vedere cosa è rimasto immagazzinato nel contenitore e il segno relativo, per conoscere il valore V_{in}.

Infatti, poiché alla fine del ciclo la carica fornita dalla V_{in} dovrà essere eguale alla somma algebrica di quella data e tolta dalle due correnti di riferimento, cioè in totale la variazione di carica sul condensatore dovrà essere nulla, sarà:

$$Q_{in} = Q_{ref}$$

ossia

$$\frac{V_{in}}{R_2} T \text{ (misura)} = \frac{I_U \cdot N_U}{f_{clock}} + \frac{I_D \cdot N_D}{f_{clock}}$$

dove:

T (misura) = 2048 i_{clk} ovvero $2048/f_{clock}$ [sec]
N_U = numero di volte che U/D si è trovato « Up »
N_D = numero di volte che U/D si è trovato « Down »

e ancora: $N_U - N_D$ = conteggio residuo.
Dividendo per f_{clock} e sostituendo i valori numerici si ottiene:

$$N_U - N_D = 2.000 \frac{V_{in}}{V_{ref}}$$

che è l'**equazione base** che regge il funzionamento dello LD130.

* * *

Ora che sappiamo come funziona lo LD130 vediamone le caratteristiche generali:

- **precisione** 0,1 % (della lettura) ± 1
- **regolazione automatica dello zero**
- **polarità automatica**
- **basso consumo** (25 mW tipici)
- **risoluzione** di 1 mV
- **oscillatore di clock** interno
- **possibilità** di prelevare due segnali di underrange (< 80) e di overrange (> 999) per ranging automatico.

Queste caratteristiche sono dovute all'adozione del « Quantized Feedback »: infatti l'uso di due riferimenti di polarità opposta permette di effettuare direttamente la conversione di ingressi positivi o negativi; lo zero non è più così un « punto singolare » ma il risultato di un conteggio, quindi un numero come gli altri, si elimina perciò il problema della « zona morta » attorno allo zero.
Ma il vantaggio più importante deriva dal fatto che l'orologio viene usato solo come generatore di impulsi di cui importa il numero e non la spaziatura; in altre parole, la stabilità dell'oscillatore, fondamentale nei sistemi a rampa doppia e semplice, non ha qui molta importanza.
Poiché la conversione ha luogo mentre è applicato l'ingresso analogico, una variazione nei tempi di operazione e negli « ottetti » influenza sia la carica fornita da V_{in} che quella da V_{ref} minimizzando l'errore.
Anche dal punto di vista della precisione c'è un vantaggio, al comparatore si richiede di discriminare solo una parte su sei contro una parte su mille (almeno) come nei sistemi a doppia rampa di pari caratteristiche.

Prendiamo ora in esame i singoli piedini dell'integrato:

1) Massa analogica
2) V_{ref} richiede una tensione di 2,000 V; l'ingresso è bufferato con una impedenza d'ingresso $Z_{in} > 1.000\ M\Omega$
3) V_2 alimentazione negativa da — 4,3 V a — 8 V_{max}
4) INT condensatore d'integrazione $C_{int} = 10^3/F_{osc}\ [\mu F]$
5) Sign-OR-UR Facendo AND logico tra questa e le uscite dei tre digits si ha rispettivamente:
D_1 AND S/U/O = segn. di Underrange (va « alto » se il cont. < 80)
D_2 AND S/U/O = segn. di Overrange (va « alto » se il cont. > 999)
D_3 AND S/U/O = segno (va alto se l'ingresso è positivo)
6) Massa digitale (generalmente va connessa con 1)
7) Comando di accensione della cifra più significativa (MSB) D_3
8) Comando di accensione della seconda cifra D_2
9) Comando di accensione della cifra meno significativa (LSB) D_1
10) B_0 ⎫ Cifra in codice BCD. Sebbene la Casa assicuri che ciascuna di
11) B_2 ⎪ queste uscite può guidare un carico TTL ho preferito usare una
12) B_1 ⎪ interfaccia cmos CD4050AE (Hex Buffer) tra queste uscite e la
13) B_3 ⎭ decodifica BCD - 7 segmenti SN7448N
14) Oscillatore. Connettendo un condensatore tra questo punto e massa, l'oscillatore entra in funzione. La frequenza di oscillazione può essere scelta in base al grafico di figura 9

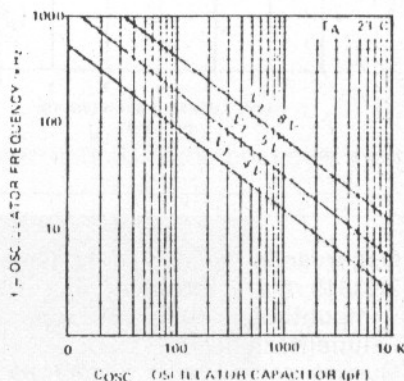



figura 9

15) V_1 alimentazione positiva da + 4,3 V a + 8 V
16) C_{AZ} condensatore di Auto-Zero, la Casa consiglia valori fino a 0,1 µF, non è critico né per tipo né per tolleranza
17) V_{in} tensione di ingresso. L'impedenza dell'ingresso principale Z_{in} è di circa 1.000 MΩ, sebbene l'ingresso sia autoprotetto è opportuno prevedere una resistenza da 1 MΩ che assicura una protezione contro le sovratensioni accidentali fino a 1.000 V
18) Σ ritorno di C_{int} e di C_{AZ}.

Per ciò che riguarda la V_{ref} lo schema suggerito dalla Casa [1] prevede l'uso di uno zener di corrente CR033 praticamente introvabile.

Si potrebbe ripiegare sulla solita tensione di riferimento a zener e partitore ma tutti conosciamo il cattivo comportamento di questi componenti con la temperatura.
Si è usato allora un circuito integrato della Texas tipo TLC430C che è essenzialmente un regolatore di tensione programmabile.
Usato con il riferimento connesso direttamente al catodo esso diventa uno zener da circa 3 V con un coefficiente di temperatura di ± 50 PPM/°C con un miglioramento di quasi un ordine di grandezza e rispetto a uno zener convenzionale.
Per ciò che riguarda l'alimentazione ancora la Casa raccomanda di tenersi intorno ai ± 5 V (vedi figure 10, 11), si è perciò fatto uso di due regolatori integrati, sebbene siano, soprattutto per la parte negativa, largamente surdimensionati rispetto alle necessità del circuito.

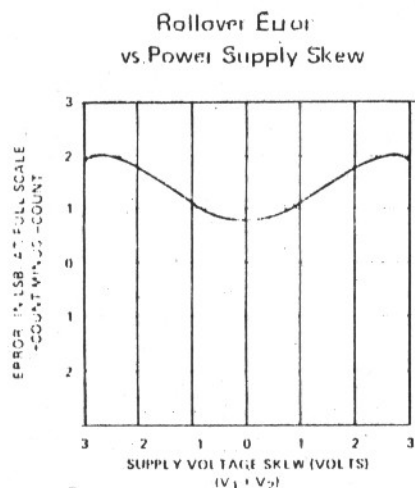



figura 10

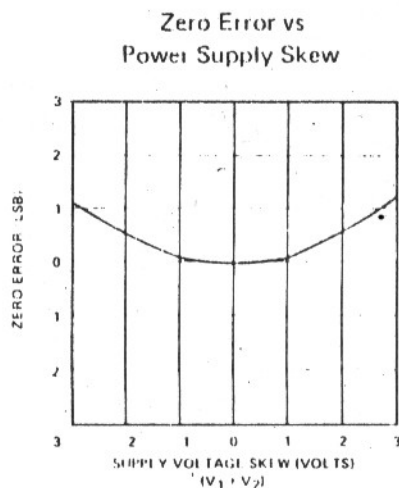



figura 11

Osservando ancora lo schema di figura 1 si noterà la presenza del fet 2N3819 tra i terminali 4 e 16: senza questo, infatti, il circuito tende a « impuntarsi » sullo 007, e per sbloccarlo bisogna agire ripetutamente sull'alimentazione.
Questo accorgimento, sempre suggerito dalla Casa, evita l'inconveniente; il fet può essere qualsiasi, basta che abbia una tensione $V_{GS(off)}$ superiore a — 6 V.

* * *

Passiamo ora a esaminare gli schemi delle figure 2, 3.

La Siliconix [2] [3] suggerisce degli schemi di convertitori Résistenza-Tensione e CA-CC da realizzare ciascuno con un solo integrato tipo CA3130 RCA: chi scrive non ha potuto provare il convertitore R-T consigliato perché si basa sull'impiego del diodo CR033, introvabile come è già stato detto, mentre ha provato il rettificatore trovandolo assai critico specialmente per ciò che riguarda la messa a punto della scala RMS.
Ho scelto allora due circuiti, forse più complessi ma più sicuri riportati nelle figure 2 e 3.
Occupiamoci del convertitore R-T.

Esso è in sostanza un generatore a corrente costante abbastanza sofisticato: consideriamo infatti un amplificatore differenziale a guadagno unitario, collegato a due resistenze in uscita, come in figura 12.

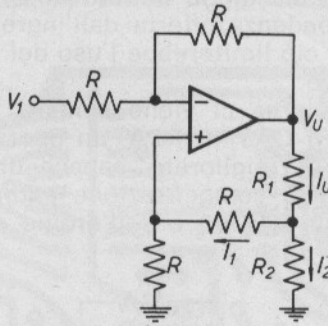



figura 12

Sarà, nell'ipotesi che I_1 sia molto minore di I_U

$$I_U \cong I_2$$

$$V_U = -V_1 + V_2$$

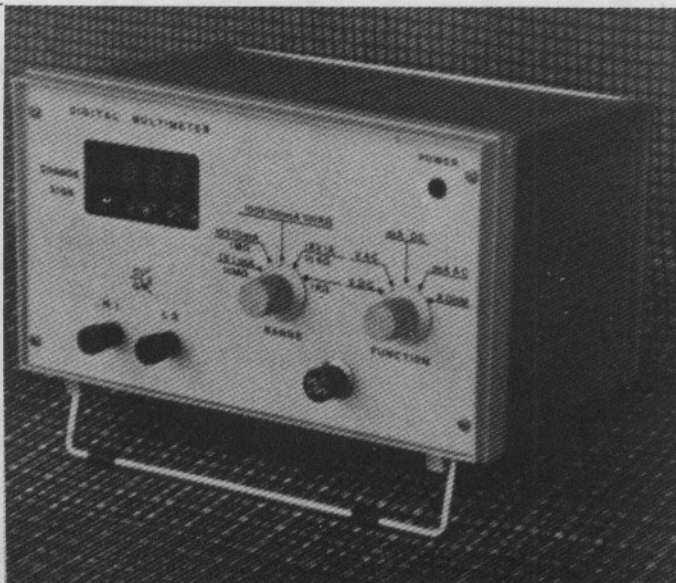
$$V_U = -V_1 + I_U R_2$$

ma

$$V_U = I_U (R_1 + R_2)$$

da cui

$$I_U = -V_1/R_1$$

e poiché V_1 sarà mantenuta costante, la corrente I_U sarà costante.

Tenendo fissa V_1 si potrà, per vari valori di R_1, ottenere una corrente costante di valore corrispondente per qualsiasi valore di R_2 da zero fino a R_1 (almeno per quel che ci riguarda).
Difficile è però far sì che I_1 sia molto minore di I_U, infatti questo è praticamente vero quando l'impedenza offerta dall'ingresso non invertente è molto maggiore di R_2 stessa; ciò limiterebbe l'uso del convertitore a misure di resistenze di basso valore.
Per fortuna l'elettronica moderna ci viene sempre in aiuto con qualche originale circuito integrato: il CA3140 RCA, un operazionale con ingresso a mosfet inteso come un 741 migliorato, capace di rimpiazzarlo direttamente, e che non necessita di compensazione esterna.
L'impedenza d'ingresso di un CA3140 è dell'ordine di 1,5 TΩ (TΩ = Tera-Ohm = 10^{12} Ω!).

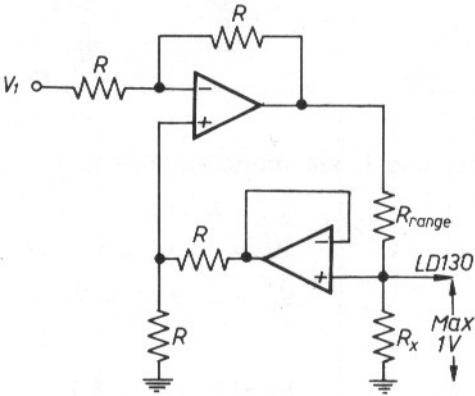



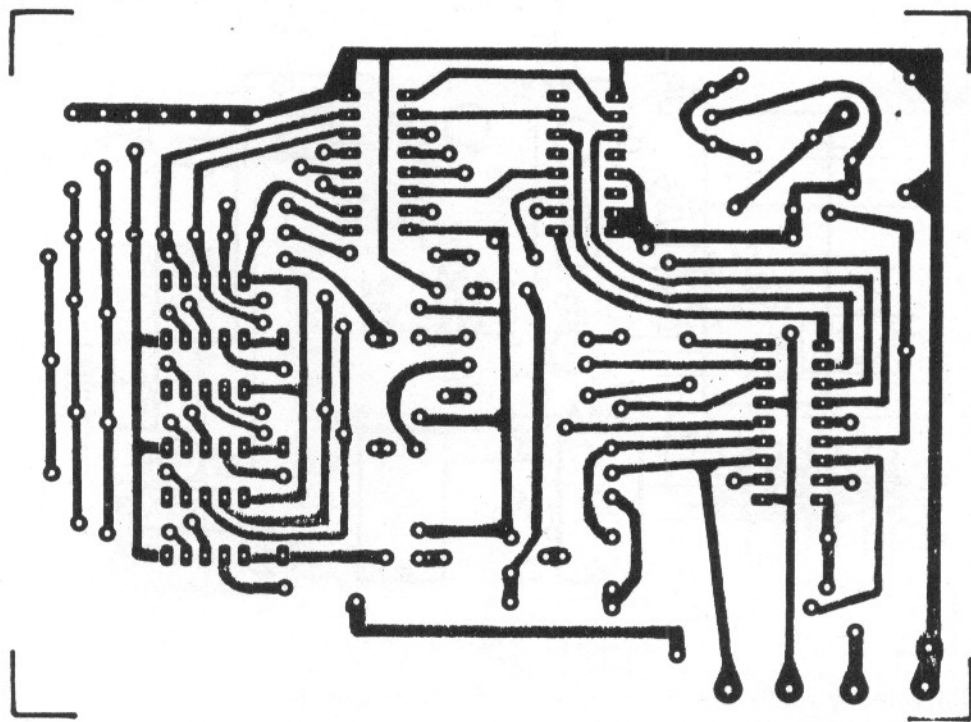
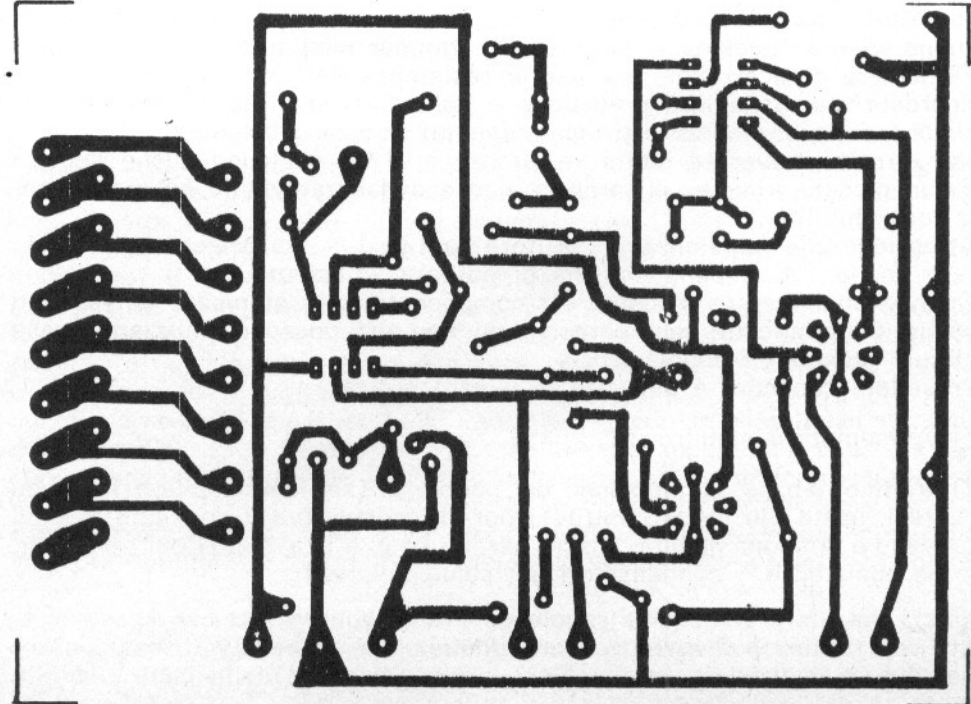
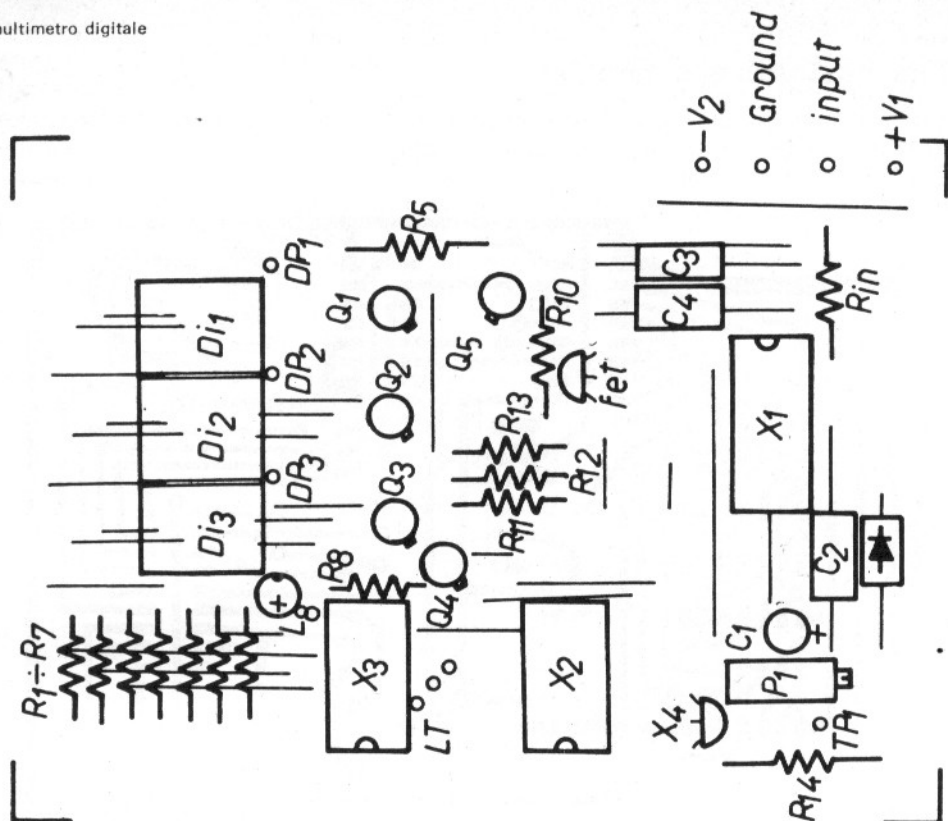
figura 13

Modificando quindi lo schema come in figura 13, scelto $V_1 = -1$ V, R = 10 kΩ e mettendo al posto di R_{range} via via le resistenze del partitore d'ingresso (come si può vedere anche dallo schema delle commutazioni), si hanno a disposizione su R_x le correnti riportate in tabella.
La tensione V_1 perfettamente costante è stata ottenuta con l'aiuto del solito TLC430 insieme a metà del doppio operazionale 72L022.

R_{range}	corrente costante	R_x (per 1 V_{max})
1 kΩ	1 mA	0 ÷ 1 kΩ
10 kΩ	0,1 mA	0 ÷ 10 kΩ
100 kΩ	10 μA	0 ÷ 100 kΩ
1 MΩ	1 μA	0 ÷ 1 MΩ
10 MΩ	100 nA	0 ÷ 10 MΩ

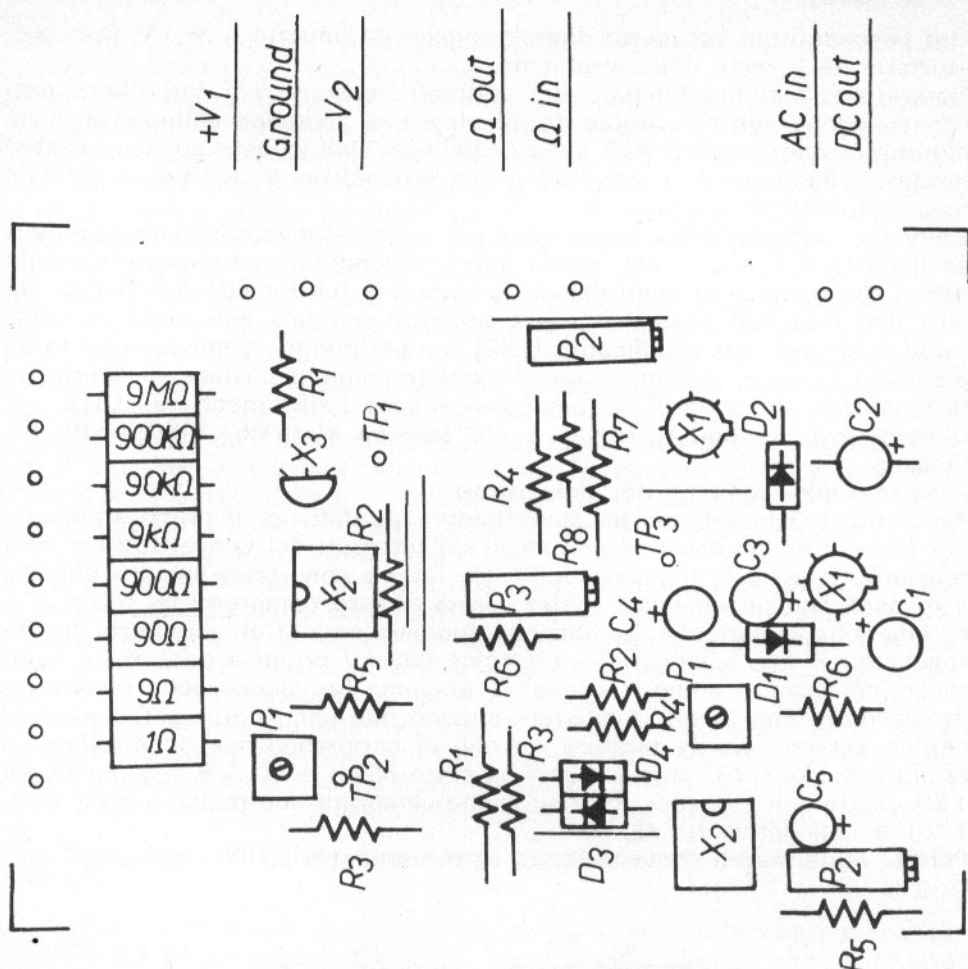
Più semplice il discorso da fare circa il convertitore CA-CC, esso è del tutto classico [4].
Dallo schema di figura 3 si può infatti osservare che esso è costituito da tre parti ben distinte: lo stadio d'ingresso « Voltage-Follower » ad alta impedenza con l'ormai noto CA3140 necessario affinché il partitore d'ingresso non venga caricato (stavolta lo LD130 viene dopo) il rettificatore di precisione e lo stadio integratore-filtro all'uscita del quale si ha direttamente il valore RMS dell'onda d'ingresso. La risposta in frequenza del convertitore dovrebbe estendersi da circa 20 Hz a 20 kHz.
Su questa parte del circuito non crediamo ci sia null'altro da aggiungere, rimandando chi volesse approfondirne il funzionamento alla referenza citata [4].

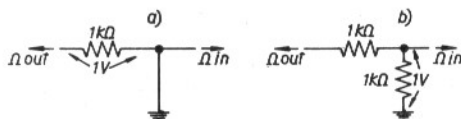
Note costruttive e taratura

Le figure 14 a)b) e 15 a)b) mostrano i circuiti stampati del voltmetro-base e dei convertitori lato rame e lato componenti.

14 a

15 a

Chi volesse realizzare il multimetro ricordi di spendere un po' di tempo e danaro in più per procurarsi i componenti adatti ai fori degli stampati, soprattutto per ciò che riguarda i trimmer multigiri che è bene siano di buona qualità (Beckmann, Bourns) e i trimmer miniatura « a mattonella ». Particolare cura si abbia poi per le resistenze del partitore di ingresso: ricordate che dalla loro precisione e dalla loro stabilità dipende la precisione dello strumento e il mantenimento di essa nel tempo.
Nel circuito troverete molte resistenze al 1 %, qualcuna anche seguita da un piccolo trimmer di taratura, non scandalizzatevi!, le ho messe per la loro stabilità.
Attenzione alla resistenza di partitore da 1 Ω, 1 %, su di essa potrà scorrere anche 1 A, è bene che sia di potenza sufficiente.
Quando comincerete a montare i componenti sullo stampato **è tassativo** partire dai ponticelli: sono parecchi, ma non tutti possono realizzare a casa circuiti stampati a doppia faccia.
Procedete con cura e pazienza in questo ordine:

1) Alimentatore stabilizzato.

2) Voltmetro-base, cominciando dai ponticelli (se non riuscite a farli ben tesi, usate filo isolato sottile); poi gli zoccoli (ve li consiglio in ogni caso e di buona qualità, specie per lo LD130 e i CA3140); poi i trimmer, le resistenze, i condensatori e i semiconduttori.

Per la saldatura valgono le regole generali, aggiungeteci una buona ripulita con trielina e spazzolino alle saldature per togliere il disossidante e per potere controllare meglio l'isolamento reciproco delle piste.

Fate attenzione a maneggiare i mos senza però farvi spaventare dai Giga e dai TeraOhm, gli integrati sono autoprotetti e chi scrive li ha maneggiati con solo un po' più di cura rispetto agli altri componenti senza alcun inconveniente; evitate solo di fare saldature con i mos negli zoccoli.
Avete così montato il Voltmetro-base: un controllo finale (meglio se a mente fresca!) e collegatelo all'Alimentatore.
Con l'ingresso in cortocircuito fate l'unica taratura necessaria: regolate V_{ref} agendo su P_1 e controllando la tensione su TP_1 che dovrà essere di 2,000 V (e qui bisogna trovare qualcuno che abbia uno strumento di precisione, meglio se digitale).
Sul display dovrà apparire il numero « 000 », con la virgola all'estrema destra mentre il led « meno » dovrà accendersi e spegnersi a caso. Se ciò non accadesse, controllate le due alimentazioni sotto carico e ricordando le figure 10 e 11.
Prendete ora una sorgente di tensione minore di 1 V, fate una misura e invertite i puntali: la lettura dovrà restare la stessa, dovrà invece cambiare il segno.
Se ci dovesse essere un piccolo errore sullo zero o sulla lettura + V e — V potete tentare un piccolissimo ritocco (meno di un giro) su P_1 e riprovate.

Ora possedete un voltmetro digitale, anche se limitato a ± 1 V: con questo tarerete il resto dello strumento.
Noterete che sullo stampato del voltmetro restano sei fori liberi, essi corrispondono alle tre virgole dei display, che andranno collegati ai commutatori e alle uscite 3, 4, 5 della decodifica 7448, queste possono essere lasciate « floating » (« 1 » logico) senza pregiudizio alcuno per il normale funzionamento.
Chi vuole, può prevedere un pulsante per mettere temporaneamente a massa il punto 3 (Lamp Test): vedrà allora accendersi contemporaneamente tutti i sette segmenti controllando la completa funzionalità dei TIL313. Gli altri due terminali possono essere utilizzati per una eventuale cancellazione degli zeri non significativi (LSZ), ne parleremo eventualmente in un prossimo articolo, insieme a un termometro digitale in fase di sperimentazione (per ambedue gli argomenti si vedano i riferimenti [2] [3]).
Dimenticavo: R_{in} non la trovate sullo schema elettrico, 1 MΩ andrà benissimo.
Passiamo allo stampato dei convertitori.
Per il montaggio valgono gli avvertimenti già dati per il primo stampato.
Per la taratura: mettete negli zoccoli gli integrati del convertitore e date tensione: leggete la tensione di TP_1 (le letture sono fatte sempre rispetto a massa) con un qualsiasi tester, dovrà essere compresa tra 2,5 e 3 V, saremo così sicuri che X_3 funziona regolarmente. Col voltmetro su TP_2 regoliamo P_1 fino a leggere — 1 V (cioè 999 mV pronti a passare in overrange, col segno « meno » acceso). Prendiamo ora alcune delle resistenze del partitore (ne avrete acquistate almeno due per valore: per sicurezza, perché servono per la taratura, perché vi serviranno per ricontrollare la taratura nel tempo), precisamente la serie 900 Ω + 90 + 9 + 1 per avere 1 kΩ esatto (gli spreconi possono anche comprare due resistenze da 1 kΩ, 1 %) e collegatela tra Ω_{out} e Ω_{in}.
Portate Ω_{in} a massa come in figura a) e, voltmetro su TP_3, regolate P_3 per + 1 V:

Portate ora Ω_{in} a massa attraverso un'altra resistenza da 1 kΩ, 1 % (vedi sopra) e su quest'ultima ponetevi col voltmetro regolando P_2 fino a leggere + 1 V, figura b).
Se possedete delle resistenze di precisione di valore compreso tra 0 e 1 kΩ, mettendole tra Ω_{in} (sempre con la prima resistenza da 1 kΩ collegata) e massa al posto della seconda resistenza da 1 kΩ potrete già leggerne il valore (ad esempio resistenza da 120 Ω: leggerete 120 mV) e migliorare la taratura agendo **solo** su P_2.
Aggiungiamo ora un'altra resistenza, da 9 kΩ, alla serie portandola a 10 kΩ totali (gli spreconi possono...) e ripetiamo tutto quanto detto sopra portando a 10 kΩ anche la seconda resistenza di taratura; aggiungiamo poi un'altra resistenza per passare a 100 kΩ e così via. Se la prima taratura è stata fatta bene, non dovrebbe più esser necessario ritoccare i trimmer.
Attenzione: l'ultima portata, 10 MΩ f.s., è un po' critica, le saldature devono esser state fatte bene e poi pulite, gli zoccoli devono essere di ottima qualità, soprattutto quello di X_1, in caso contrario difficilmente otterrete una lettura stabile.

Tutto bene? Togliete l'alimentazione, inserite ai loro posti gli integrati del convertitore CA-CC e ridate tensione.
Qui ci sono due soli controlli da effettuare: cortocircuitando l'ingresso (AC_{in} a massa) e voltmetro su DC_{out} si deve leggere « 000 », in caso contrario agite su P_2, procuratevi poi una batteria da 1,5 V e con un potenziometro prelevate una tensione positiva di 901 ÷ 900 mV, sempre con AC_{in} a massa, portate questa tensione sul punto di unione di C_4 con R_1 regolando quindi P_1 fino a leggere + 1 V su DC_{out}. Saremo così sicuri che l'ultimo stadio ha un guadagno pari a 1,11.
Ricordiamo che se lo stadio avesse un guadagno unitario avremmo in uscita il valor medio della tensione alternata d'ingresso.
Poiché per forme d'onda ben precise come la sinusoide, l'onda quadra, triangolare, il dente di sega esiste un preciso rapporto tra il valor medio e il valore efficace (o RMS), rapporto che si chiama « fattore di forma », è possibile, regolando il guadagno dell'ultimo stadio, ottenere in uscita — con questo circuito — il valore efficace di una particolare forma d'onda. Per forma d'onda sinusoidale il « fattore di forma » è appunto 1,11.
Circuiti più complessi potrebbero dare in uscita il valore RMS di forme d'onda di vario genere (riferimento [5]).
Ora avete tarato anche il secondo stampato, non resta che seguire attentamente lo schema delle commutazioni e fare i vari collegamenti.
Per ciò che riguarda le misure in corrente continua e alternata non c'è ovviamente alcuna taratura da fare, la precisione dipenderà anche qui dalla precisione delle resistenze del partitore d'ingresso.
Credo infatti che sia più facile procurarsi, magari per corrispondenza, delle resistenze di alta precisione, piuttosto che trovare uno strumento di misura di classe per fare la taratura, e ritengo altresì che componenti di buona qualità possano assicurare la costanza della taratura nel tempo.

Attenzione: le portate mA_{AC} non hanno il condensatore per tagliare via la continua.

Attenzione: raccomando di schermare molto bene l'alimentazione, possibilmente racchiudendo trasformatore, ponte e regolatori in una scatoletta metallica (di spessore opportuno) a parte dentro lo strumento stesso. Se la schermatura non sarà fatta più che bene e il filtraggio non sarà ottimo, e i ritorni di massa corti e realizzati con piste o filo ben spessi, non si riuscirà a ottenere lo zero nelle portate AC di basso valore.

* * *

Non dovrebbe esserci ora più nulla da aggiungere, resto a disposizione di tutti coloro che avessero dubbi o volessero ulteriori schiarimenti o volessero farmi notare qualche errore in cui posso essere incorso.
A tutti buon lavoro.

Riferimenti

[1] LD130 ± 3 Digit A/D Converter - Siliconix May 1976
[2] Applying the LD130 - Application note AN 76-5
[3] Build an autoranging DMM with the LD130 - Design Aid DA 76-3
[4] Linear Application Vol. 1 - National AN 20
[5] Linear Application Vol. 2 - National LB 25

Addenda

al "Quasi tutto sul 741" (XÉLECTRON di marzo)

Piero Erra

A richiesta di numerosi Lettori (che ringrazio per i cortesi elogi fattimi per il « Quasi tutto » di XÉLECTRON precedente), ho radunato qui di seguito ancora tre schemi che rappresentano la prosecuzione logica di quelli di pagina 80 dello XÉLECTRON di marzo; in appresso invece vi riporto una serie di « schizzi » da sperimentare.

Preamplificatore mixer a « n » ingressi

I valori dei componenti d'ingresso sono tutti uguali. Solite raccomandazioni: attenti alle schermature e agli « anelli » di massa.
Circuito tutto da sperimentare, verificate i calcoli, modificate il guadagno, lavorateci attorno; il « trucco » in elettronica è tutto qui, lavorare!
Il condensatore da 50 µF deve essere collegato il più vicino possibile al piedino 7 dell'integrato.

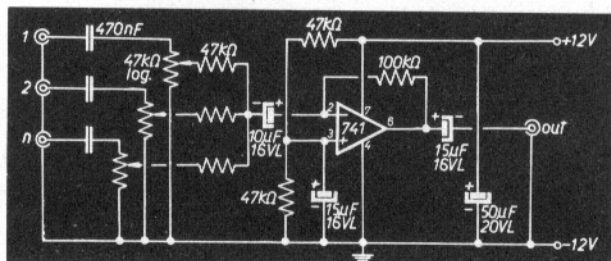



figura 44

Controllo di tono (Raytheon)

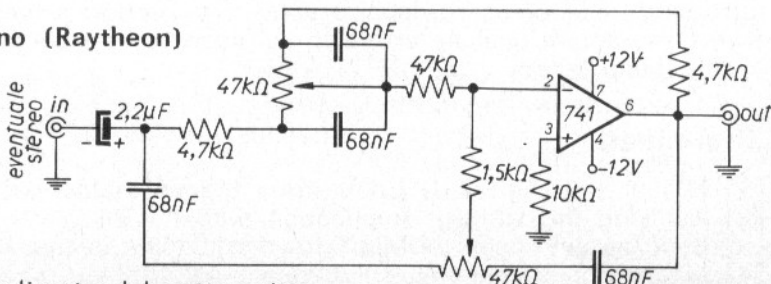



figura 45

Circuito non realizzato dal sottoscritto.

Determinazione di un livello di luminosità; di temperatura

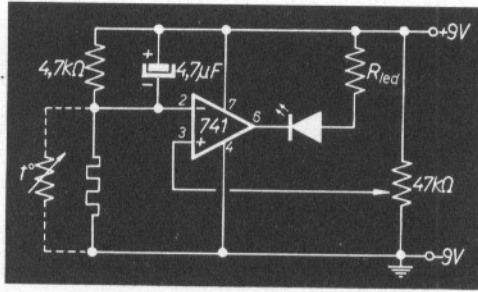
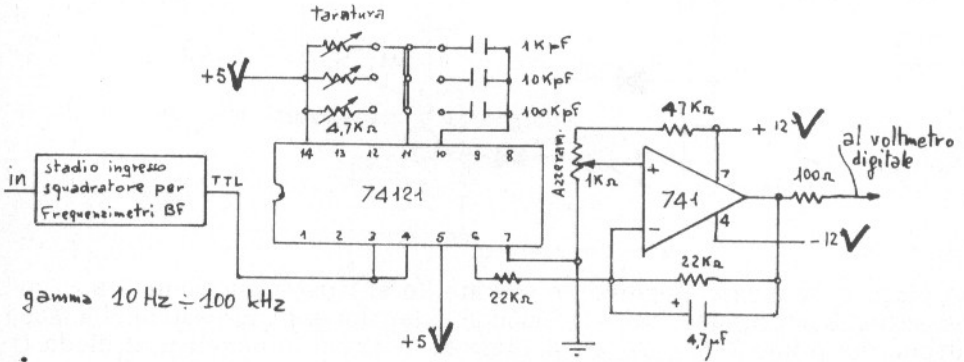
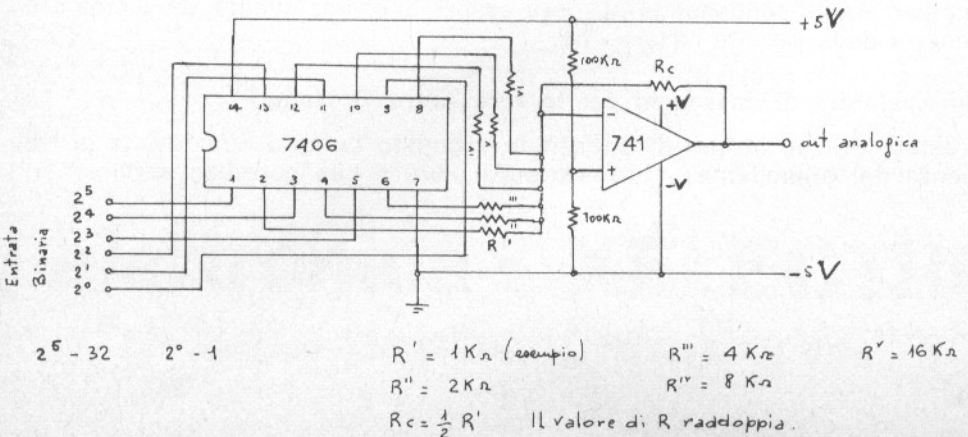
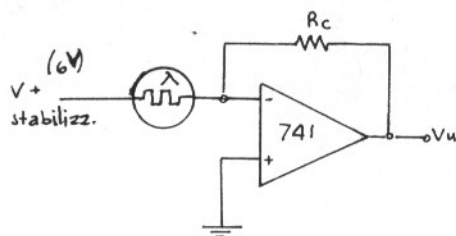
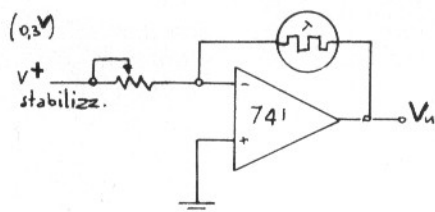
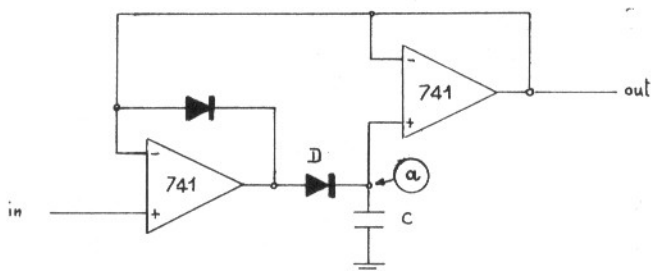



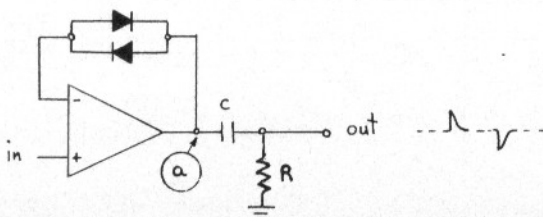
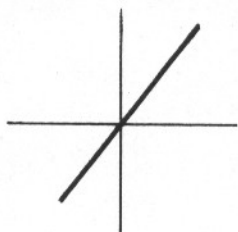
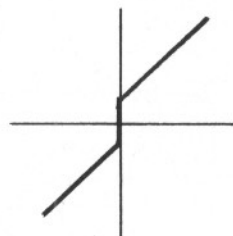
figura 46

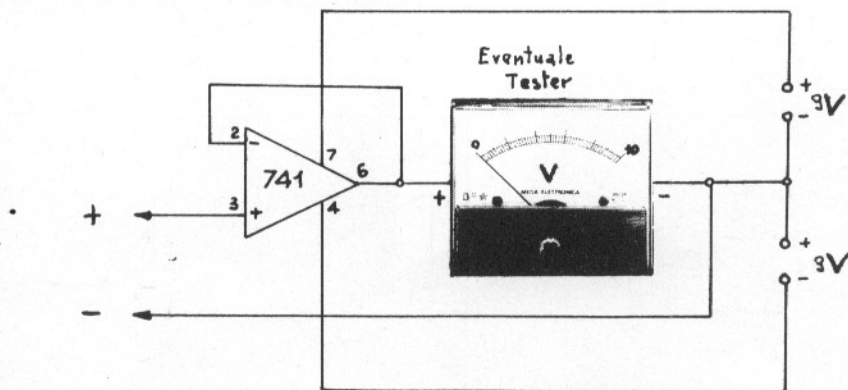
Circuiti da sperimentare

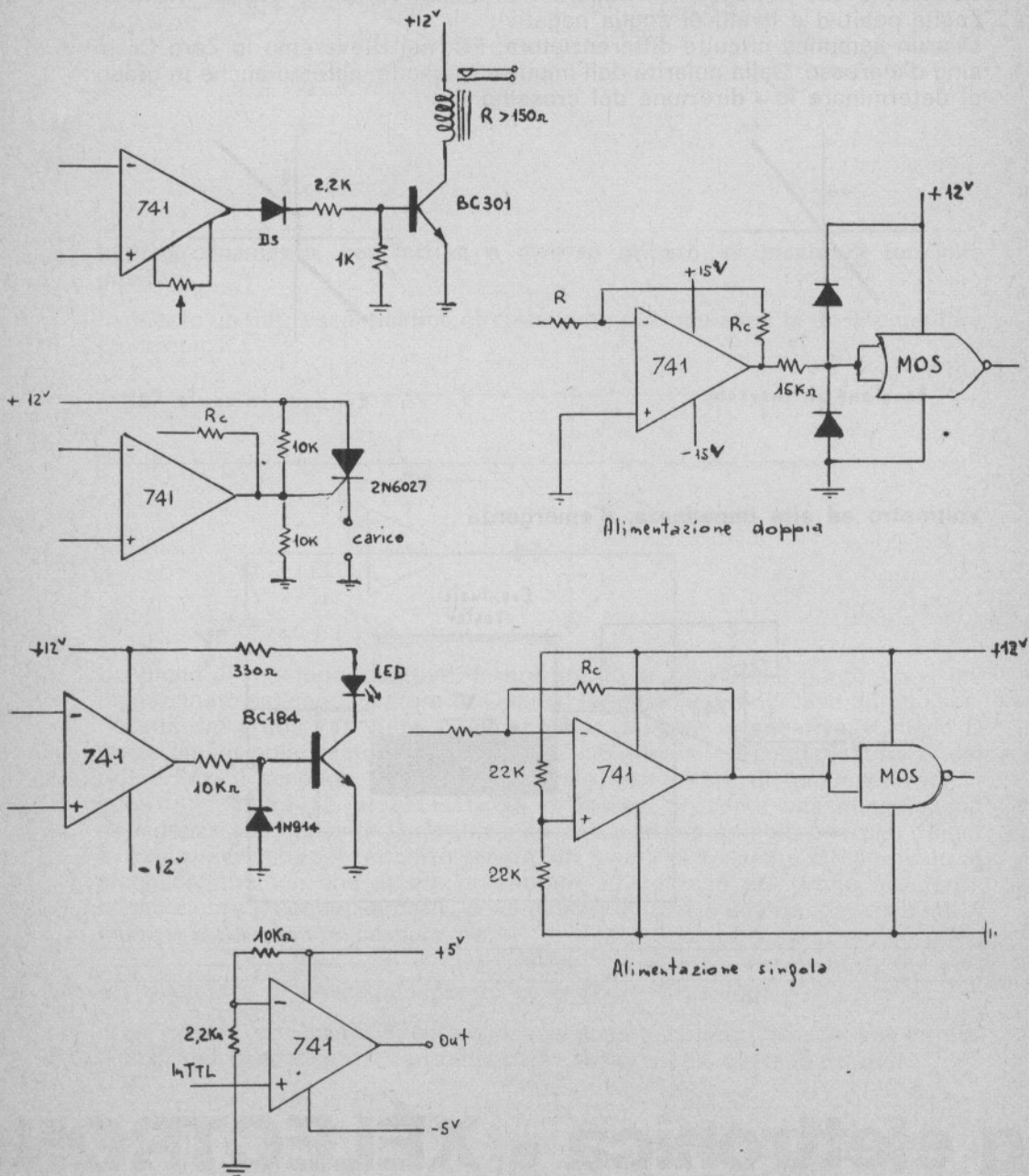
Frequenzimetro da voltmetro digitale

Converter binario-analogico

Livello luminoso e tempo di esposizione alla luce

Immagazzinamento, per lettura o diverso utilizzo, di picchi di tensione positivi

E' questo un interessantissimo circuito visto qualche anno fa su 'Elementary Electronics'.

Un picco di tensione, positivo, in entrata, lo si ritrova sul punto « a », immagazzinato dal condensatore C. Quando la tensione in ingresso diminuisce, l'uscita del primo 741 viene commutata da positiva in negativa, il diodo D viene quindi polarizzato inversamente e ciò « isola » il condensatore C dal primo 741. Il secondo 741 collegato quale inseguitore di tensione, vedi figura 19 e figura 12 su XÉLECTRON di marzo, presenta una elevatissima impedenza alla capacità C, prelevando da esso una minima energia, quindi in uscita avremo, per un certo tempo, un livello di tensione circa uguale al picco di tensione che si era presentato all'ingresso del primo integrato. Logicamente il condensatore C deve essere di ottima qualità, deve cioè presentare delle perdite bassissime.

Un rivelatore di passaggio per lo zero (Zero Crossing)

Prestate ora un attimo di attenzione a questo circuito (medesima provenienza del precedente) piuttosto particolare e che potrebbe servire:

Tenete sott'occhio la figura 22. In considerazione di quanto già detto, circa la soglia di conduzione dei diodi, figura 23 e relativo testo, sappiamo come la tensione in uscita passi « istantaneamente » a zero o salga « istantaneamente » al livello di tensione della soglia del diodo. In questo circuito i diodi sono due collegati in antiparallelo, quindi verranno rivelati livelli di soglia positivi e livelli di soglia negativi.
Con un semplice circuito differenziatore, RC, noi rileveremo lo Zero Crossing d'ingresso. Dalla polarità dell'impulso in uscita, saremo anche in grado di determinare la « direzione del crossing ».

tensione in ingresso

tensione in uscita "a"

Voltmetro ad alta impedenza, d'emergenza

(continua a pagina seguente)

Interfaccia con componenti a diversa tecnologia

ancora grazie
e saluti cari
piero

il "Piú" della gang

L'AP60 è un amplificatore di potenza in grado di operare in AM ed SSB. La sua compattezza e robustezza lo rendono ideale per uso mobile mentre le caratteristiche di rilievo lo fanno ben figurare nella più sofisticata stazione fissa. È corredato di staffa da usarsi per il fissaggio nell'auto o come supporto di appoggio.

Frequenza di lavoro 26-30 Mhz; Potenza output minima 60W; Potenza input nom. 3, 5W; Potenza input max 5W; Assorbimento 7, 5A; Alimentazione 13, 8V; Impedenzainput 50 Ohm; impedenza output 50 Ohm.

Questa, come tutte le nostre apparecchiature, è GARANTITA.

A.G.studio · modena

M&P elettronica ®

M.P. elettronica Via Altamura 9
Tel. (059) 392343 - 41100 MODENA

KLM 7,0-7,35-5
5 el. INTERI sui 40 m!

GRANDE,
per i GRANDI!

KLM
160 V
Nuovi
orizzonti

•ANTENNAS
•AMPLIFIERS
•ACCESSORIES

KLM
144-150
16 C

KLM
420 - 450

LE PRESTAZIONI
TOTALI

Il guadagno

KLM KT-34

SIGNORA
DEI CIELI

KLM 7,2 - 10-30 - 7

TUTTE le bande,
SENZA compromessi

KENWOOD TS-820 S — HF

Transceiver Hf 10 – 160 m · Lettura digitale LSB · USB · CW · RTTY · FSK · Potenza 200 W RF P.e.P. · Alimentazione 220 Vac. · Stadio Finale 2 valvole 2002 o 6146B R.F.

KENWOOD TS-520 S — HF

Transceiver HF 10 – 160 m LSB · USB · CW · RTTY · Lettura meccanica · Potenza 200 W RF P.e.P. · Alimentazione 220 Vac. · Stadio finale valvole 2002 o 6146B R.F.

KENWOOD TR-9000 — HF

Ricetrasmettitore per i 2 metri · 10 W · 144-145,999 SSB · CW · FM · Lettura digitale · Alimentazione 13,8 V dc.

KENWOOD 2300 — FM-VHF

Transceiver portatile 2 m FM 144-146 MHz · 80 canali più canale ausiliario · Alimentazione 13 V dc · Input 3 W · Dimensioni 122 x 51 x 175 · Peso Kg. 1,2 · Spaziatura fra canali 25 kHz.

ICOM IC-280 E — FM

Ricetrasmettitore mobile FM 144-146 MHz · Spaziatura di 25 kHz con lettura digitale. Funzione duplex o simplex con ± 600 kHz · Uscita di lavoro 1 o 10 W. Memorie per 3 frequenze.

ICOM IC-260 E — FM

Ricetrasmettitore mobile a più funzioni. Completa copertura 144-146 MHz · Funzioni: SSB. CW. FM · Circuiti sintetizzatore digitale PLL (phase-lock-loop) e COS/MOS · Due VFO separati · Uscita in SSB, 10 W P.e.P., in CW e FM 10 W.

KENWOOD TS-180 S — HF

Ricetrasmettitore HF · SSB · CW Lettura digitale · 10-15-20-40-80 m · 2 bande ausiliarie · Dimensioni: 335 x 133 x 287 · Alimentazione 13,8 Vdc.

KENWOOD 120 V — HF

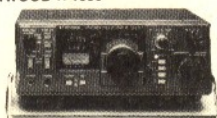
120 V Transceiver HF 10 – 80 m · USB · LSB · CW · Potenza 20 W RF P.e.P. · Alimentazione 13,8 V dc · ASS. 3 A · RIT pass. band vox (forniti).

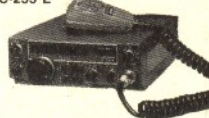
KENWOOD TR-2400 — FM-VHF

Ricetrasmettitore allo stato solido Display a cristalli liquidi · 10 memorie · Scanning · Tastiera di selezione delle frequenze da 144 a 149,995 MHz · Reverse e switch automatico.

KENWOOD 770 — VHF-UHF

Ricetrasmettitore 2 m · 70 cm · All mode · VFO digitale Uscita 10 W · Twin VFO sistemi incorporato · Scanning · Vox sistem · 8 memorie.

KENWOOD R-1000

Ricevitore, copre 30 bande da 200 kHz a 30 MHz · Sintetizzatore a PLL · Lettura digitale · Orologio al quarzo · Filtro IF a 3 stadi · Noise Blanker · Attenuatore RF.

ICOM IC-255 E

Ricetrasmettitore FM · per i 2 m con unità · Elaboratrice centrale (CPU) · 144-146 MHz · Controllo della frequenza a PLL · Due VFO incorporati · Possibilità di modifica fino 148 MHz.

PARATA DI STELLE E... NON È FINITA!
PROMUOVETEVI A NUOVE DIMENSIONI: KLM!

RAPPRESENTANZA ESCLUSIVA PER L'ITALIA

CONDIZIONI DI PAGAMENTO

A) Inderogabilmente, pagamento anticipato.
B) Secondo la urgenza, si consiglia: Vaglia P.T. telegrafico, seguito da telefonata alla N/S Ditta, precisando il Vostro indirizzo.
C) Diversamente, per la non urgenza, inviare, Vaglia postale normale, specificando quanto richiesto nella causale dello stesso, oppure lettera, con assegno circolare.
D) Le merci viaggiano a rischio e pericolo e a carico del committente.

— PARTITA IVA N. 00757190582
— C.C.I.A.A. N. 402396

PIÙ DI 1.000 ALTRI ARTICOLI PER CB · OM · CIVILI · MILITARI · FILTRI · CRISTALLI ROSMETRI/WATT · ACCORDATORI ANT. · ANTENNE · LINEARI, VALVOLE TRANSISTORI · TELESCRIVENTI · ECC.

MARCHE TRATTATE DISPONIBILI A NEGOZIO IMPORTAZIONE DIRETTA

INTERPELLATECI INVIANDO L. 2.000 IN BOLLI O MONETA, INVIEREMO CATALOGO HAL · INFO · TEC · SOMMERKAMP · MAGNUM · MINISTAB · EIMAC · SILVANIA · BERO · LEADER · HEATKIT · CDE · TURNER · ASTATIC · HI-GAIN ASACHI · HUSTLER · YAESU · ICOM · DRAKE · KENWOOD · DURACELLE · KLM · SHURE · LESON · ROTORI ZENITALI KLM

di A. MASTRORILLI

Via Reggio Emilia, 30
00198 ROMA
Telef. (06) 844.56.41